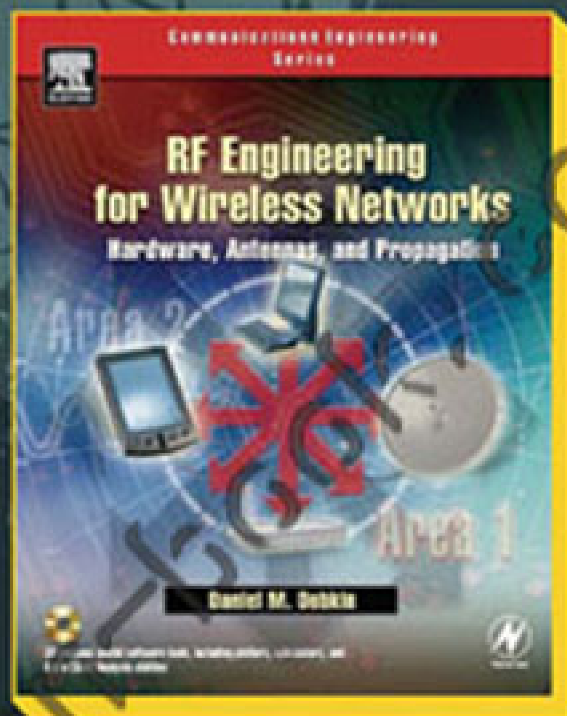

图灵电子与电气工程丛书



# 无线网络射频工程
## 硬件、天线和电波传播

# RF Engineering for Wireless Networks
## Hardware, Antennas, and Propagation

[美] Daniel M. Dobkin 著
李晋文 等译





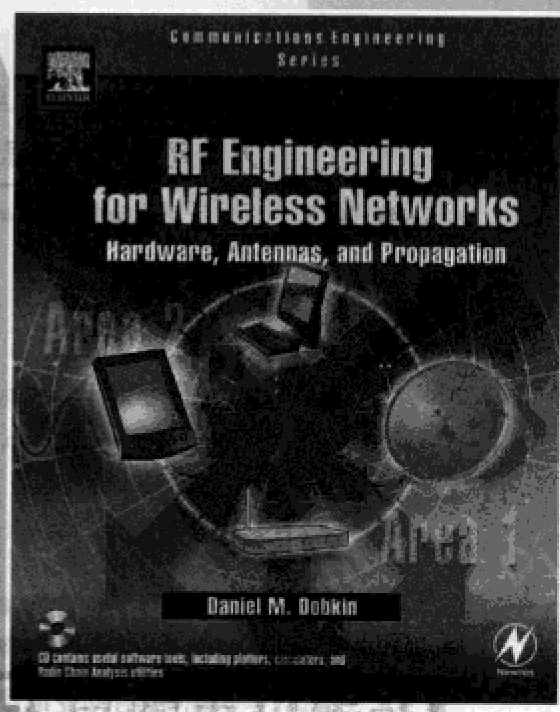
人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

TURING 图灵电子与电气工程丛书

# 无线网络射频工程
## 硬件、天线和电波传播

# RF Engineering for Wireless Networks
## Hardware, Antennas, and Propagation

[美] Daniel M. Dobkin 著
李晋文 等译




人民邮电出版社
北京

**图书在版编目(CIP)数据**

无线网络射频工程:硬件、天线和电波传播/(美)多布金(Dobkin,D. M.)著;李晋文等译. —北京:人民邮电出版社,2008.10

(图灵电子与电气工程丛书)

ISBN 978-7-115-18575-4

Ⅰ.无… Ⅱ.①多…②李… Ⅲ.无线电通信—射频 Ⅳ.TN92

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2008)第 115524 号

## 内容提要

本书围绕无线网络中的射频工程这一重要问题展开,主要介绍三个方面:硬件、天线和电波传播。全书共分八章,主要内容包括无线网络简介,无线通信基础和无线局域网基础,无线发射机和接收机的架构、实现和性能评估,面向无线网络应用的天线理论基础和设计,电波传播,室内网络和室外网络等。

本书内容详实,涉及知识面宽,可作为无线通信和微波专业的高年级本科生和研究生的教材,也可供无线网络工程师和研究人员参考。

图灵电子与电气工程丛书

**无线网络射频工程:硬件、天线和电波传播**

◆ 著　[美]Daniel M. Dobkin

译　李晋文　等

责任编辑　舒　立

◆ 人民邮电出版社出版发行　北京市崇文区夕照寺街 14 号

邮编　100061　电子函件　315@ptpress.com.cn

网址　http://www.ptpress.com.cn

北京铭成印刷有限公司印刷

◆ 开本:700×1000　1/16

印张:22

字数:457 千字　2008 年 10 月第 1 版

印数:1-4 000 册　2008 年 10 月北京第 1 次印刷

著作权合同登记号　图字:01-2007-3616 号

ISBN 978-7-115-18575-4/TN

定价:55.00 元

**读者服务热线:(010)88593802　印装质量热线:(010)67129223**

**反盗版热线:(010)67171154**

# 译　者　序

随着 Internet 的飞速发展，从 WAN 到 MAN，再到 LAN 和 PAN，这些技术已逐渐成熟。目前，各类网络中最具增长潜力的毫无疑问是无线网络。怎样不通过电缆，摆脱物理连接上的限制，使设备互联起来呢？为了找到这个问题的答案，十多年来，人们不断探索，形成了当今令人眼花缭乱的无线通信协议和产品，无线网络正在越来越广泛地影响和改变着人们的日常生活。

射频工程是无线网络设计和实现的基础，也是决定无线网络功能和性能的关键技术之一。无论是无线网络架构师、无线网络产品设计师还是无线网络工程师都需要深入了解无线网络中的射频工程，具体包括用于无线网络的接收机和发射机、天线、复杂环境下的电波传播以及射频对无线网络总体性能的影响等。目前市面上已经有很多无线网络方面的书籍，但主要集中在无线网络架构和协议这一层次上。而市面上已有的微波射频工程方面的书籍又基本上是专业书籍，内容中包含大量关于电磁场理论、电波传播、天线理论和射频电路理论的数学推导，让希望了解射频工程的无线网络工程师望而却步。因此十分需要一本专门介绍无线网络中的射频工程，指导工程师和设计师进行设计和评估的教材。本书就是这样一本将无线通信、网络和射频工程结合起来，理论结合实践的实用教材。

本书内容详实，同时涉及无线通信、无线网络和射频工程多个技术领域，而且能够理论结合工程实践，深入浅出，便于不同层次的读者阅读，文字准确，写作风格既严谨又优雅。以上所有这些优点都是我希望将本书介绍给中国读者的原动力，但同时也给我的翻译工作带来了巨大的压力和挑战。

在本书的翻译过程中，我的儿子呱呱坠地了，因此我想将这本译著特别献给我的妻子肖迪军女士和儿子。翻译本书耗费了我大量的精力，使得我无法全力照顾他们，为此感到非常愧疚，同时对他们给予我的大力支持和理解表示由衷的感谢！

本书主要由李晋文翻译。在本书的翻译过程中还得到了胡绘斌博士、杨虎副教授、王晓东副研究员、研究生邱磊和叶良丰的很多帮助，在此特别表示感谢。此外，参与翻译的人还有：闫志强、岳虹、张波涛、邓彬、刘齐军、林龙信、肖枫涛、张聪、韩智文、马蓉、焦贤龙、邝祝芳、奚丹、肖国尊。Be Flying 工作室的负责人肖国尊负责本书翻译质量和进度的控制与管理，在此予以衷心感谢。

最后，由于译者水平有限，文中难免存在不当或欠妥之处，欢迎读者批评指正。

李晋文

2007 年 10 月于国防科技大学

# 目　　录

# 第1章 导 论

## 1.1 有线虽美，无线亦不可或缺

多年前，我从一位老同学那里获得的一句金科玉律，就是要保证所有部分连通——没有连线，就没有数据。导线将电压和电流从一处传输至另一处，其工作原理很简单，也可预测——至少对于足够低的数据传输速率和足够短的传输距离是如此。而且，导线是可以看得见摸得着的。

然而，导线也是一种恼人的、有时甚至是主网络不可缺少的连接纽带。看看普通个人计算机或者工程用工作站的后面，你很难发现哪个插口是接哪个电缆的。在咖啡屋，一个人将笔记本电脑接到墙上的以太网端口会让人好奇；不同座位上的五个人都这么做，五条在座椅、人之间的地板上散落的线，就会让人觉得不美观而且存在安全隐患。再有，归还租借的汽车时拿到即刻打印的发票是令人高兴的事，然而，如果租车公司的服务生要沿着一大排车，身后拖着长长的线，花费令人难熬的时间来办理，就会导致等待的汽车排成长队，让那些站在柏油路上、急着赶飞机的商务人士无可奈何。所以，导线有时也会无能为力。

因此，我们不得不甩掉连线，打破常规，实现不连线，仍有数据。怎么做呢？甩掉原本用于传输电流的导线会带来怎样的复杂问题？如何克服这些问题？还会存在哪些限制？显然，相比于有线传输，无线链路中信号的调制、发射、传播和接收机制都发生了巨大变化。虽然这些变化大部分可以被数据传输网络所隐藏（如果这些可以很好地实现），我们还是不能下结论，认为有线已经被无线所超过。

本书主要介绍在进行无线数据传送时必须采取的措施、遇到的困难以及受到的限制。书中重点介绍局域网（LAN）和个域网（PAN），也会说明这些局域通信技术在某种情况下也可以用于远程通信。集中论述了基于无线 LAN（即 Wi-Fi 网络）的IEEE 802.11协议，并讨论相关的技术，这些内容有广泛的适用性。

此外，本书还涉及了最新无线技术标准的发展，并给出了相关商业应用示例，但不会进行深入、全面的探讨。尽管我们处在信息迅速发布的时代，但是相比技术和工业的持续快速发展，任何对最新技术的总结都会显得滞后。因此，我们希望读者在阅读

完本书后,能够理解无线技术的基本工作原理,认清技术的实际发展状况。

更重要的是,本书的侧重点是信号,而不是位。虽然也会涉及无线网络技术的数字处理,但重点是位转换成电压和电压转换成位之间的处理过程。对于用于数字通信的开放系统互连参考模型(OSI),很多人已经非常熟悉,该标准对完成网络中两个终端用户之间通信的各种任务进行了分层(如图1-1所示)。本书内容对应于OSI模型中无线数据链路的物理层,以及涉及访问控制子层的少量内容,而未涉及其他更高层次的内容。对无线数据链路的更高层次及网络集成的某些方面感兴趣的读者,可以参考目前已有的许多关于无线LAN数字层面的优秀图书,本章最后也给出了部分这样的读物。

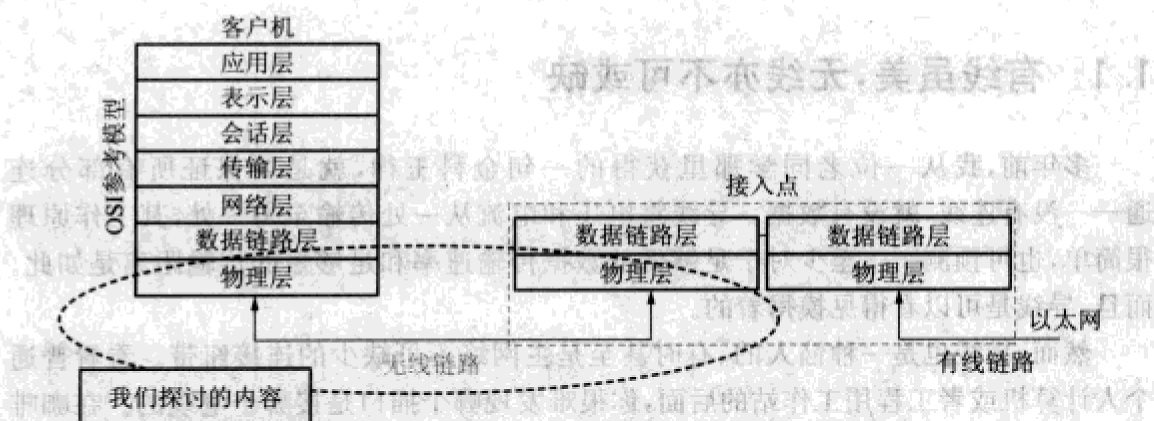



图1-1 相对于OSI参考模型的位置

## 1.2 预备知识

本书力求自成一体,并不需要读者事先熟悉无线电技术,而只需要具备一些物理方面的背景知识,了解电气工程中电压、电流、电阻、电容和电感的基本概念及其常用符号。本书在假设读者熟悉时谐波(正弦)激励的前提下,简要回顾了如何用复指数表示这些信号。虽然我们反复强调物理意义而不是数学方法,但是读者还是应该对数学知识有所了解,理解求导和积分的含义,即便有一定的困难。在关于天线和电波传播的讨论中,不可避免要涉及矢量和梯度等数学概念。同样,本书在假设读者熟悉信号的时域和频域表示的前提下,简要回顾了在无线通信中扮演重要角色的傅里叶变换理论的内容。

具有一定专业知识背景的读者可能会发现,本书没有他们期望的复杂矢量问题:书中没有借助麦克斯韦方程,也没有矢量叉乘积,而且已尽可能地减少使用矢量场的散度。此外,虽然介绍了绕射的某些细节,但没有对著名的惠更斯原理做详细的讨论。虽然定义了近场区和远场区,但它们真正的区别仅在数学上而不是物理上。事实上,本书用专门的矢量和标量来表示电磁场,如$A$和$\phi$表示实际电流和电荷。本书沿用了

Carver Mead 在 *Collective Electrodynamics* 一书中的部分信号表示，其结果与用常用方法表示得到的结果是相同的，但我希望能尽量使复杂问题更简单。当然，有专业知识背景的读者也可以借助更传统的方法来表述电磁场。

## 1.3 内容概述

图 1-2 给出了本书其余内容的概览。

本书首先介绍一些无线通信的基础知识。先介绍多路复用的概念，然后考察用高频载波调制传送信息时会发生什么，以及为什么在带宽、数据率和噪声容限之间要不可避免地存在折中。回顾了用于数字数据传输的普通调制方式，包括两种有些奇特的方法：正交频分多址和脉冲超宽带，这两种方式在现代无线领域中正在扮演越来越重要的角色。我们还将介绍无线链路的概念和无线电领域用于描述电压、功率和噪声的专用术语。

为将问题讲清楚，不可避免地要涉及数字领域中无线局域网的一些基础内容，重点是 IEEE 802.11 系列标准，蓝牙技术（"蓝牙"得名于古丹麦国王 Harald "Bluetooth" Blätand），以及 IEEE 里其他任务组制订的标准。本书在强调有关无线方面的标准时，也会讨论一些编码和加密方面的技术，因为数字设计师正寻求用这些方法来补偿无线链路的不确定性。

然后进入数字无线电相关领域：放大、噪声和失真，变频和乱真信号，频率综合和相位噪声，滤波器和滤波。总结了如何设计满足性能要求的无线电电路结构，并选择性价比高的芯片。最后给出了一些用于无线局域网和无线个人网的无线芯片的例子，并简要讨论了其他一些难点：如何使用 PC 主板加少量的外部元件以及集成芯片一起构成低成本的数字无线电系统。

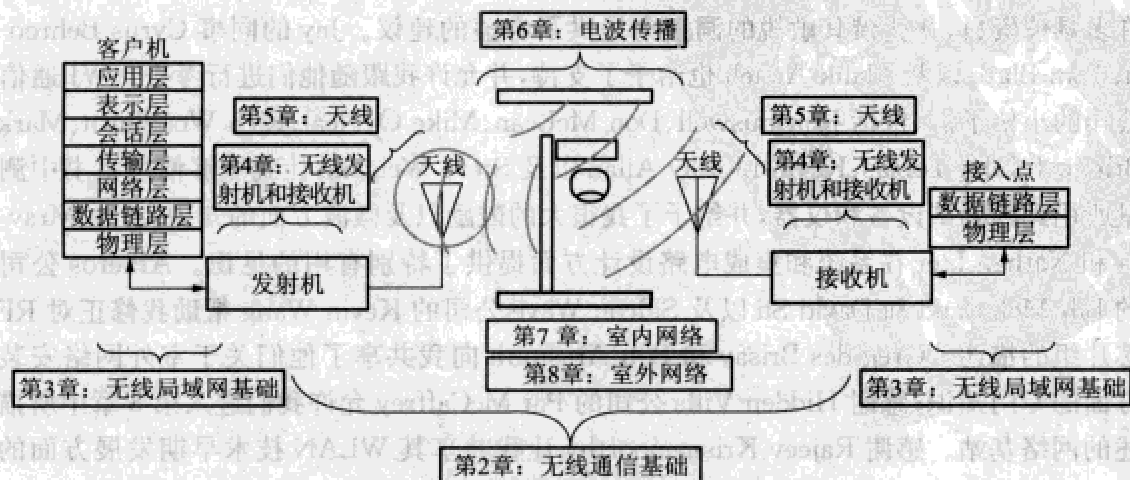



图 1-2 本书内容结构概要

在考察了信号的产生之后，我们继续研究使用天线发送和接收信号。为简化分析，书中把天线仅仅作为一个避免电流抵消的元件。给定了天线的电气特性，我们就可使用天线的方向性估算接收天线接收到的信号强度，虽然只是理想情况下的结果。简要地综述了一些常用天线的工作原理，把重点放在理解为什么用阵列天线能产生单个辐射单元所不能产生的有意义的结果。

接下来抛弃前面的理想假设，分析真实复杂环境中的电波传播。当遇到各种各样的障碍时，从微观到宏观世界，电波都会发生反射、吸收、绕射和折射，产生电波世界中的各种难题：衰减、衰落和多径效应。书中将研究如何借助分集天线、合理的调制方式以及更高级的自适应天线阵技术来克服电波传播的衰落。

在介绍完理论后，我们将投入实际的室内和室外网络的分析和规划工作中。首先回顾了如何把已有室内建筑详细的结构参数与关于微波吸收和反射的材料参数（来源于已公开出版的资料而不是建筑商）结合起来，分析预测电磁波的传播路径。综述了能够自动完成网络规划任务的一些软件工具和软件输出的一些例子。然后让我们流盼的目光转向室外，考察建筑物如何通过反射和绕射约束信号的传播，以及树木如何在限制室外微波链路中起到重要作用。我们还将考查区域覆盖网络、提供因特网接入的点对多点网络，以及固定位置间的点对点链路。地球是圆的，这一客观事实提醒我们，前面讨论的只是短距离电波传播，本书也将限定于这一范围。本书的最后一章将简要介绍室外网络使用的安全防范，为了方便读者理解，本书附录还提供了规范、测量相关内容，以及书中略去的一些公式推导。

## 1.4　致谢

本书得到了很多人的帮助。特别感谢 Tropos 网络公司的 Jay Kruse 详细审阅了许多具体资料，并凭借其敏锐的洞察力提供了有益的建议。Jay 的同事 Cyrus Behroozi、Tom Blaze 以及 Malik Audeh 也给予了支持，并允许我跟随他们进行考查。WJ 通信公司的小伙子们，包括 Ron Buswell、Don McLean、Mike O'Neal、Rich Woodburn、Mark Bringuel、John Tobias、Kevin Li、Ray Allan 以及 Steve Weigand 让我能够使用本书中测量所用到的测试设备和仪器，并给予了我很大的鼓励以及微波方面的知识。Jim Mravca 和 Nathan Iyer 在系统和集成电路设计方面提供了特别有用的见识。Atheros 公司的 Bill Mcfarland 和 David Su 以及 Silicon Wave 公司的 Kevin Wang 帮助我修正对 RF 芯片组的描述。Greg des Brisay 和 Bob Arasmith 向我共享了他们关于室外网络安装方面的专门知识；感谢 Hidden Villa 公司的 Pat McCaffrey 允许我们进入第 8 章中所描述的网络基站。感谢 Rajeev Krisnamoorthy 让我共享其 WLAN 技术早期发展方面的知识。感谢 Miki Genossar 提供了 IEEE 标准中超宽带方面工作的指南。感谢 Ekahau 公司的 Markus Moisio 和 Jussi Kiviniemi 以及 ABP 系统公司的 Baris Dandar 提供演示软件和综述方面的指导。Skip Crilly 为我解释了 Vivato 访问点，还要感谢 Elsevier 公

司本书的编辑，他们是 Mark Andrews、Martin Chaplin、Rob Martin、Ana Bakas、William Stone、Franz Chen、W. R. Vincent、Richard Adler、David Freer、Simon Perras、Luc Bouchard 以及 Vinko Erceg、Harry Helms，他们始终令人愉快并不断鼓励我。最后，必须要感谢与我患难与共的妻子 Nina，她不但容忍我无数个周末加班加点不在身边，而且每次都应我的紧急请求，为我及时提供浏览中国信息产业部网站所需的专业语言支持。

## 1.5 补充读物

关于网络方面的一般性介绍

**Understanding Data Communications**(6[th] Edition), Gilbert Held, New Riders, 1999：简单易懂的一本书，虽然某些内容已经过时。

**Communication Networks**, Alberto Leon-Garcia and Indra Widjaja, McGraw-Hill, 2003：一本重点介绍因特网协议的专业性教材。

无线局域网介绍

**802.11 Networks: The Definitive Guide**, Matthew Gast, O'Reilly, 2002：至少在数字方面，完整地综述了标准和工具。

**Jeff Duntemann's Drive-By Wi-Fi Guide**, Paraglyph Press, 2003：装配通用设备方面的入门级介绍和必备手册。

**Wireless LANs**, Jim Geier, Macmillan, 1999：虽然该书提供的技术信息已经有点旧了，但是这本书在如何规划和管理网络安装工程方面，提供了非常好的介绍。

# 第 2 章 无线通信基础

## 2.1 时谐信号及其指数表示

在讨论无线之前，先简要地提醒读者需要熟悉无线电工程中三个容易混淆的概念：正弦信号、复数和虚指数。熟悉这些内容的读者也可以跳过这一部分。

无线电中所有的工作都是通过对时间周期变化的信号作微小的改变（即调制）来完成，平滑周期信号的原型都是正弦的（图 2-1），通常记作角频率 $\omega$ 和时间 $t$ 的乘积。

这些函数的值都只在最大值 1 和最小值 −1 之间变化。当变量为 0 时，余弦函数从 +1 开始，正弦函数从 0 开始，从图中我们们可以看到，正弦函数和余弦函数的波形其实是相同的，区别仅仅是变量（即相位）有一个偏移量而已。

$$\cos(\omega t) = \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \tag{2-1}$$

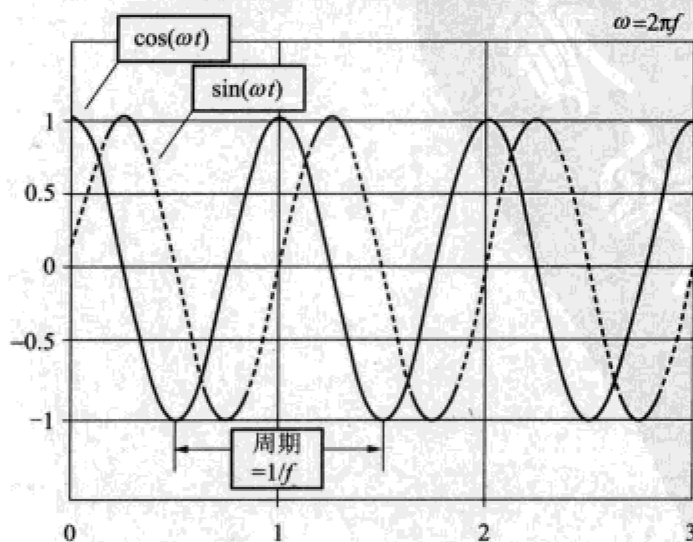



图 2-1　余弦和正弦函数

我们说正弦函数落后余弦函数 90°(请注意在这里及以后,本书都用弧度来表示角度,但说的时候仍然用度)。正弦和余弦的周期都是 $1/f$,其中 $f=\omega/2\pi$ 为频率(每秒内的周期数,单位为 Hz)。

现在我们换个话题,简要讨论一下复数,因为用一两页纸就可以讨论清楚。请读者回忆一下,虚数的引入是为了使负实数能够开平方根,虚数单位为 $\mathrm{i}=\sqrt{(-1)}$。复数就是实数与虚数的和,通常表示为 $a+\mathrm{i}b$。电气工程师通常用 j 替换 i,而用 $i$ 来表示交流电流,在本书中仍将采用物理学和数学中的习惯,即用 i 来表示虚数单位。改变复数中虚部的符号即可得到它的共轭复数 $Z^*=a-\mathrm{i}b$。

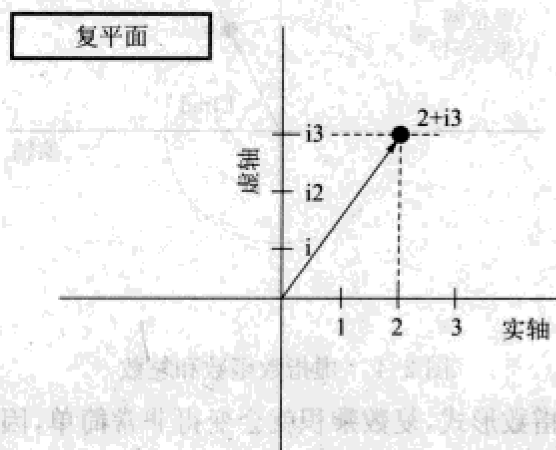



图 2-2　在平面内用向量表示复数

复数可以用图 2-2 这样一个平面来描述,以实部作为 $x$ 坐标轴,以虚部作为 $y$ 坐标轴。对复数的运算基本上与代数中完全一样,但必须记住需要同时对实部和虚部进行运算。如,两个复数的代数和表示为

$$(a+\mathrm{i}b)+(c+\mathrm{i}d)=[a+c]+\mathrm{i}[b+d] \tag{2-2}$$

也可以在复平面上用几何向量和来表示,两个复数构成一个平行四边形的两条边,对角线就是它们的和(如图 2-3 所示)。

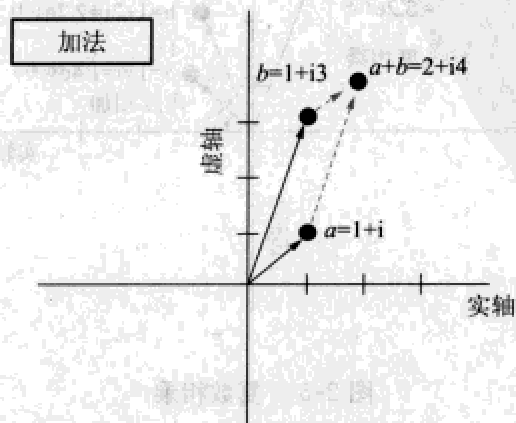



图 2-3　复数相加

复数相乘也可以用类似的方式来处理，不过，如果事先定义了复数的长度（也被称作复数的模）和幅角，那么复数乘法就会变得非常简单。定义一个长度为 1 和幅角为 $\theta$ 的复数等同于一个指数函数其变量的虚部等于 $\theta$（如图 2-4 所示）。则任意一个复数可以表示为模和虚指数的乘积，该虚指数的变量等于复数的幅角（用弧度表示）。

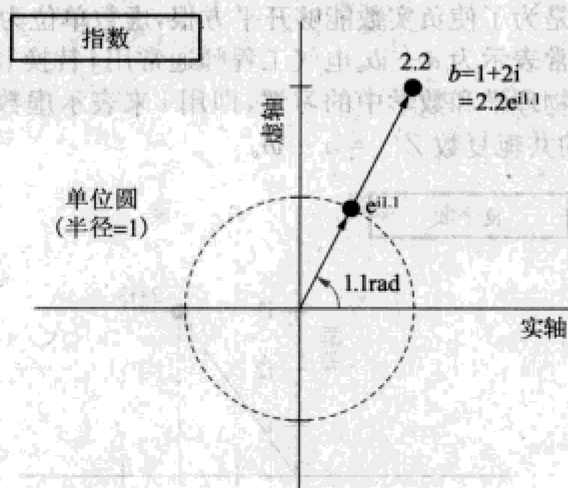



图 2-4　虚指数函数和复数

因此，把复数写成指数形式，复数乘积就会变得非常简单，因为两个复数的积就是指数函数变量相加求和。

$$(e^{a})\cdot(e^{b})=e^{[a+b]} \tag{2-3}$$

计算两个复数的积只需要将它们的模相乘，幅角相加就可以得到（如图 2-5 所示）。

$$(\rho_1 e^{i\theta_1})\cdot(\rho_2 e^{i\theta_2})=[\rho_1\rho_2]e^{i[\theta_1+\theta_2]} \tag{2-4}$$

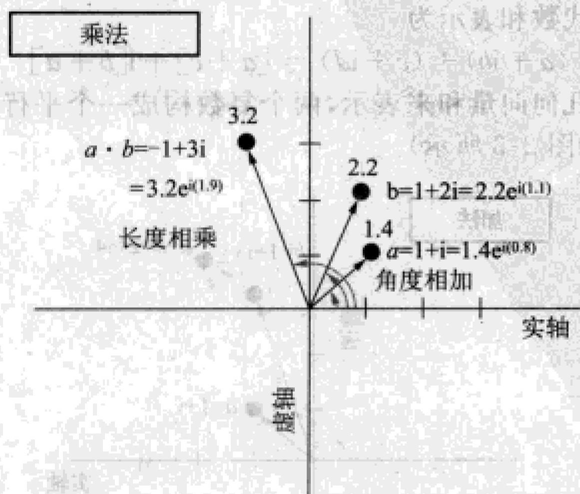



图 2-5　复数相乘

我们不顾麻烦引入这些不真实的量的原因是，它们提供了一种特别方便的时谐信号表示方法。因为辐角为 $\theta$ 的单位向量的 $x$ 分量和 $y$ 分量恰好分别对应于它的余弦和正

弦，定义虚数的指数为

$$e^{i\theta}=\cos(\theta)+i\sin(\theta) \tag{2-5}$$

因此，如果 $\theta$ 为时间的线性函数，则可以得到时谐信号的一种非常通用且紧凑的表示方法为

$$\begin{aligned} e^{i(\omega t+\phi)} &= \cos(\omega t+\phi)+i\sin(\omega t+\phi) \\ &= [\cos(\omega t)+i\sin(\omega t)]\cdot[\cos(\phi)+i\sin(\phi)] \end{aligned} \tag{2-6}$$

采用这种表示方法，信号可以被想象为随时间旋转具有恒定长度的矢量，该矢量在实轴和虚轴上的投影分别为我们非常熟悉的正弦和余弦（如图 2-6 所示）。相位偏移量 $\phi$ 表示矢量的初始时间 $t=0$ 时的幅角。

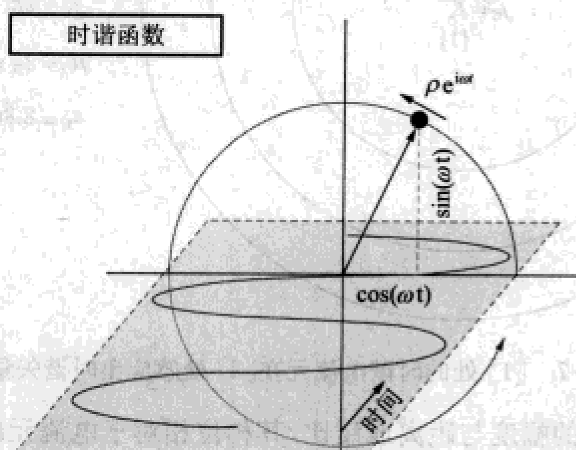



图 2-6 虚指数可以表示正弦电压或电流

在某些情况下，信号的复数表示只是作为中间的计算工具，以简化相移和其他运算，在最后都会仅考虑信号实部，最多再加上正负频率的指数，然后最终转化为一个实值函数。（使用式(2-5)和式(2-6)，读者可以证明：正频率和负频率的指数和恰好等于一个纯实数或者纯虚数。）然而，在实际的无线电中，实时谐信号 $\cos(\omega t+\phi)$ 可以看作实载波 $\cos(\omega t)$ 与复数 $I+iQ=[\cos(\phi)-i\sin(\phi)]/2$ 的积，其中，虚部通过与 $\sin(\omega t)$ 相乘然后滤波得到（这里 $I$ 和 $Q$ 分别表示同相和正交，即 90° 相移）。在第 4 章中讨论无线电时，还将详细介绍这种正交分解。

最后，介绍一下指数表示的另外一个独特而方便的特征：对指数函数求导和积分时，若指数本身是自变量的线性函数，则只需要简单地对原函数乘以或除以该线性函数的斜率即可：

$$\frac{d}{dx}(e^{ax})=ae^{ax} \qquad \int e^{ax}dx=\frac{1}{a}e^{ax} \tag{2-7}$$

## 2.2 电磁波和复用

现在我们已经了解了必备的基础知识，把注意力转向本章讨论的主题：使用电磁波携带信息。某一点[1]处的电流元 $\vec{J}$ 在远区[2]处感应出磁矢量位 $\vec{A}$。如果电流元是

时谐的，则感应磁矢量位 $\vec{A}$ 也是时谐的，如图 2-7 所示。

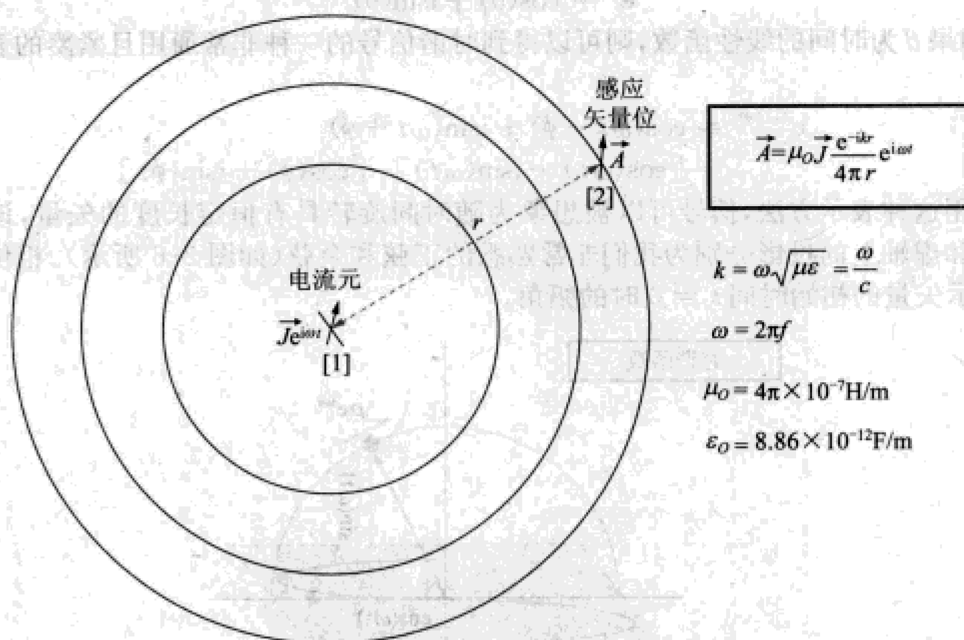



图 2-7　[1] 处的时谐电流元在[2] 处感应出时谐矢量位

感应磁矢量位 $\vec{A}$ 的幅度与距离成反比，其相位相对于电流元的相位也存在一个相移（读者可以证明 $\vec{A}$ 与电流元在时间上的延迟为 $r/c$）。感应磁矢量位进而也会影响位置[2] 点的电流，因此改变 $\vec{J}$[1]，增加延迟和衰减，就可以检测到 $\vec{J}$[2] 也发生了变化，因此，应该可以利用电磁场磁矢量位 $\vec{A}$ 的这种扰动效应来实现远距离通信。

从原理上讲，电流元在任何一点上都会感应出磁矢量位，在利用电磁波进行通信时，也正是电磁场感应这种普遍现象导致了一个严重问题。在接收机所在位置处的磁矢量位，可以被看作所有可能发射源 $\vec{J}$ 共享的通信媒质。然而，怎样才能检测出我们感兴趣的信号呢？

多个用户共享一个通信信道称为**复用**(multiplexing)。有许多种方法可以成功地定位需要接收的信号，而抑制其他信号。以下给出了一些很重要的例子：

- ❑ **频分复用**(frequency-division multiplexing)：只接收给定频率和波形（当然是指正弦波）的信号。
- ❑ **空间复用**(spatial multiplexing)：把信号限制在某一特定的地理区域。前面已经说过，在理想情况下，感应磁矢量位的强度以（1/ 距离）速度衰减，在实际的环境中，由于在电磁波传播路径上存在各种各样的障碍物，随距离的增加信号的衰减会更快。因此，只要合理地选择信号功率、位置以及灵敏度，就能够只接收附近的信号。
- ❑ **时分复用**(time-division multiplexing)：将信号限制在一组特定的时隙(time slot)，只要恰当地使发射机和接收机协同起来（保持同步），就能够只接收所期

望时隙的内容。

- □ 方向复用(directional multiplexing):只监听来自某一特定方向的信号,实现这种技术需要借助高方向性天线,关于高方向性天线的内容在第5章将会详细讨论。
- □ 码分复用(code-division multiplexing):只接收已经乘了特定编码的信号,就好比在拥挤嘈杂的房间里能够听到朋友的议论。在码分复用中,根据编码的样式来选择信号。实际上,正如在对话中,使用这种技巧要求,期望信号强度或功率必须与不需要的信号保持相当,而不被淹没在噪声中,确保接收方能够使用模板做模式匹配。

在实际的通信系统中可能会同时使用上述部分甚至全部技术,但是几乎所有的现代无线系统最早都是从使用频分复用技术开始的,即在某一个特定频带内发射信号(超宽带通信是个例外,在2.5节中将会做简要介绍)。我们对频分复用太熟悉了,以至于经常忘记它是多么的卓越:提供音乐和体育解说的无线电调幅广播工作频率为105MHz,调幅信号的工作频率范围从几百千赫兹到几千千赫兹;电视信号工作频率范围为50MHz~800MHz;宇航通信频段为108MHz~136MHz;公共安全通信频率为450MHz;蜂窝电话工作频率为880MHz和1940MHz,无绳电话、无线局域网(WLAN)以及微波炉工作在2400MHz频段,此外尚有一些待定。

所有这些信号能够和谐共存的原因是不同的频率之间是正交的。也就是说,我们希望接收某一特定频率,如$\omega_c$的信号,为了从收到的信号中抽取出期望频率的分量,只需要用工作在期望频率$\omega_c$的正弦或余弦(或更一般的指数)信号去乘以收到的信号$s(t)$,并且对一段时间求和,即在一时间段$T$上积分,要求$T$与周期$1/f$的长度相当[见式(2-8)]。式(2-8)实际上就是信号$s$在有限域上的傅里叶余弦变换。用正弦替换余弦也可以得到类似的公式,或者也可使用虚指数将两者结合起来。

$$\tilde{S}(\omega_c)=\frac{1}{T}\int_0^T s(t)\cos(\omega_c t)\,dt \qquad (2\text{-}8)$$

如果$s(t)$为同频的另外一个信号,则由于该积分是在一段时间上的累积,因此在各周期上的积分结果只会发生微小的扰动(如图2-8所示)。

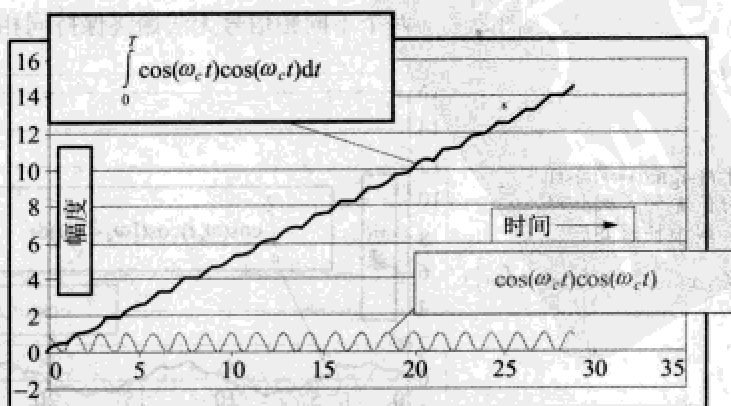



图2-8 与期望信号同频的未知信号

另一方面，如果未知信号工作在其他频率上，如($\omega_c+\delta$)，检验信号和未知信号在初始时可能同相，得到的乘积为正值，但经过一段时间后两者发生漂移变成反相，乘积也会变为负值(如图 2-9 所示)。因此，至少在与周期差($1/\delta$)长度相当的时间内，积分值不可能单调地累加(如图 2-10 所示)；只要 $T$ 足够大(即积分时间足够长)，式(2-8)中积分值除以 $T$ 后的值 $S(\omega_c)$ 将趋近于 0。

任何时间的周期信号都可以分解成不同频率的正弦信号的和：用更正式的术语可以表述为信号的时域表示通过傅里叶变换可以得到它的频域表示[例如，对式(2-8)在每个感兴趣的频率 $\omega_c$ 上做积分]。即使期望信号的幅度比其他无用信号要小，利用不同频率之间的正交性也可以从复杂混乱的信号中抽取出期望信号。这一过程就是通常所说的滤波(filtering)。图 2-11 给出了一个简单的例子。如果无用信号的频率与期望信号的频率分得很开(如图 2-11 所示)，那么问题通常就很简单；相反，无用信号的频率与期望信号的频率靠得很近而且必须抑制掉，则问题就会变得困难起来。在第 4 章中将会介绍一些面向无线局域网(WLAN)的解决方案。

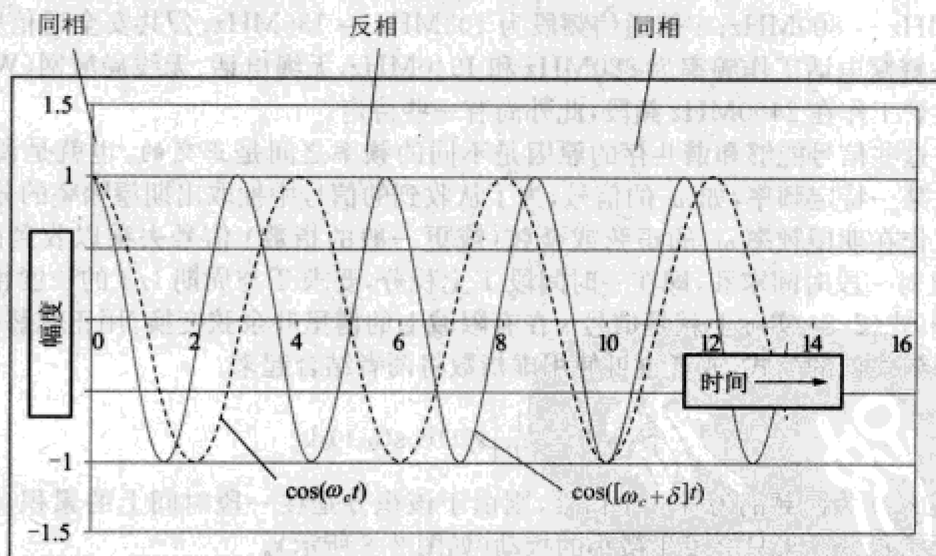



图 2-9　两个不同频信号无法始终保持同相

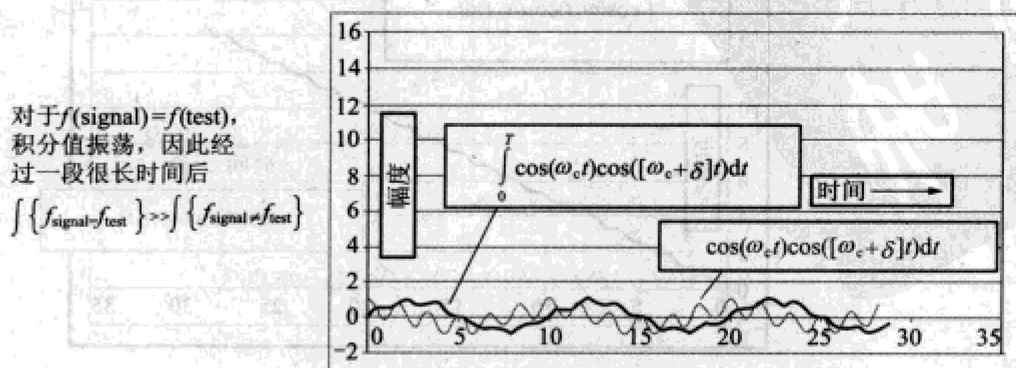



图 2-10　与期望信号不同频的未知信号

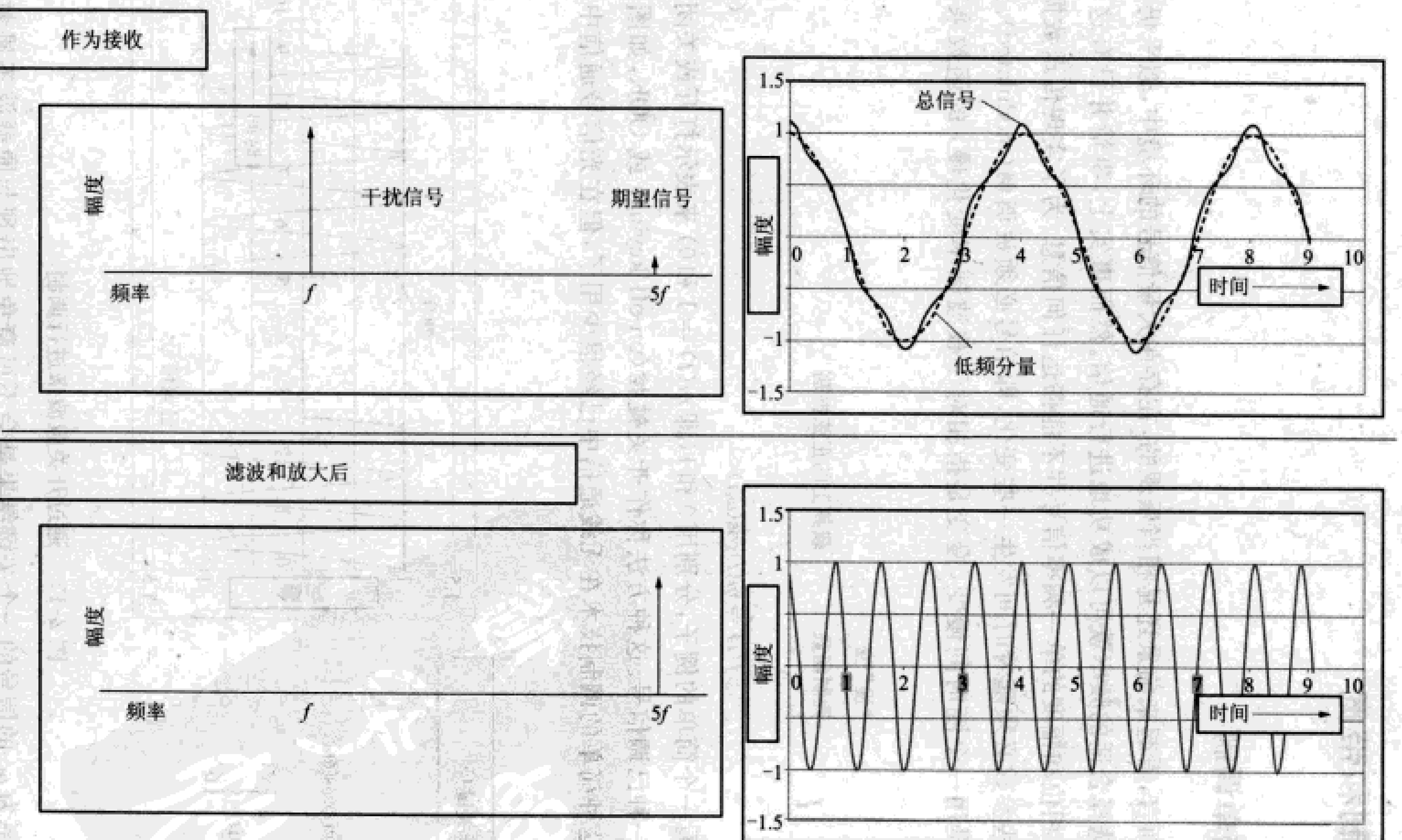



图 2-11 从大量非期望信号中抽取出一个期望信号

# 2.3　调制和带宽

## 2.3.1　简单调制

就现状而言，看起来前景还是相当乐观的，在存在大量信号的环境中，似乎仍然能够仅仅通过选择合适的频率就可以成功地进行通信。然而事实上，事情并没有这么简单：保持恒定相位和幅度的单一频率信号并不能搬运任何信息。为了实现传送数据，正弦信号的某些参数必须随着时间发生一些变化，即信号必须被*调制*(modulated)。通常把调制看作是用一个随时间慢变(慢变是指相对于载波频率变化慢)的函数乘以原信号。

"慢"变
调制函数　　　载频上的正弦振荡

$$f(t) = m(t)\cos(\omega_c t) \tag{2-9}$$

现在来看一个简单的例子，分别用0和1(即 $m(t)=1$ 和0)来表示打开或关闭载波就可以得到一种已调信号。这种方法称作*开关键控*(on-off keying)或OOK，如图2-12所示。OOK这种简单的调制技术在无线通信中已经很少用了，但在光信号通信中还很普遍。

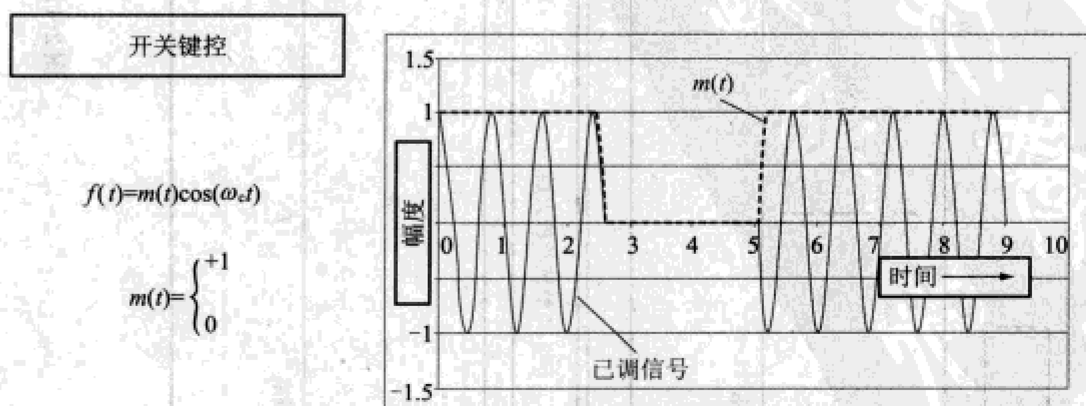
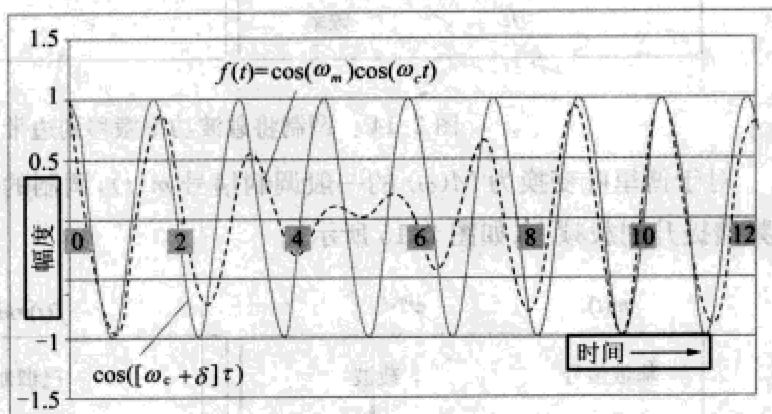



图2-12　通过开关载波来进行调制

调制频率为 $\omega_c$ 的信号的一个关键结果是会不可避免地出现与原载波不同频的信号分量。当我们在实际中传输数据时，原有未调制信号中不同频率信号之间良好的正交性将会丢失。下面分析对于最简单的正弦调制 $m=\cos(\omega_m t)$，这种结果是怎样出现

的。首先回顾一下，两个不同频率信号的正交性是因为它们在同相阶段的贡献和反相期间的相抵消，如图 2-9 所示。然而，被调信号在与频率为$(\omega_c+\delta)$的检验信号反相的期间被关断，因此该阶段的贡献不再能抵消同相部分，如图 2-13 所示。至此，工作在$\omega_c$的已调载波已能够为工作在$(\omega_c+\delta)$的滤波器检测到。



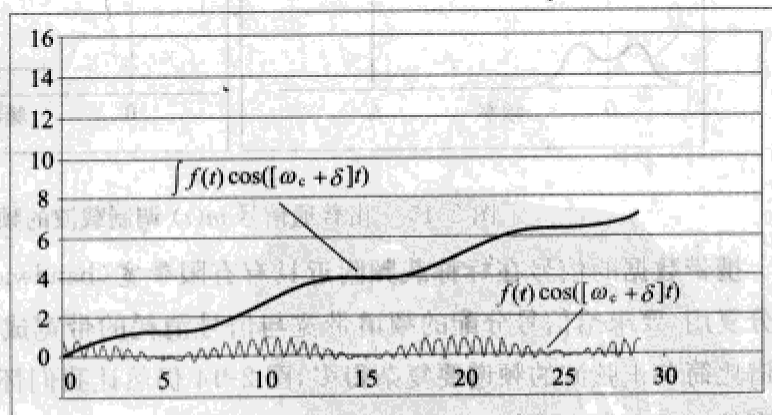




图 2-13 已调信号不再与所有其他信号正交

机灵的读者应该会注意到，这种对消现象只会出现在频率偏移$\delta$的选择能够确保只在反相期间抵消。对于周期调制，必须选择与调制频率一致的偏移，即$\delta=\omega_m$。在频率空间，频率为$f_c$的已调载波通过频率调制从偏移载波的边带获得能量（如图 2-14 所示）。

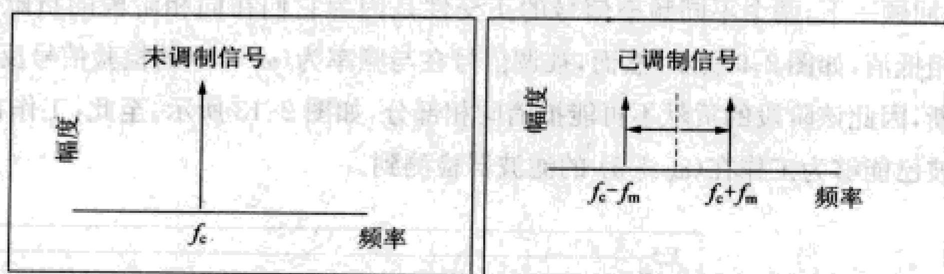



图 2-14 调制将载波功率搬移到边带

对于傅里叶变换为 $M(\omega)$ 的一般调制信号 $m(t)$，调制的作用是将调制成基带信号的频谱提升到载频上(如图 2-15 所示)。

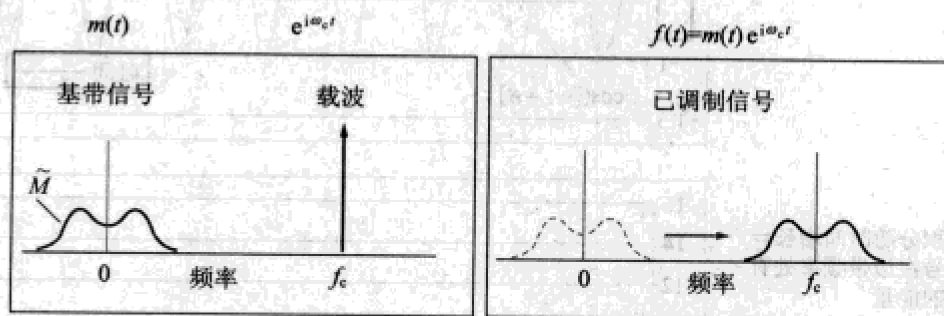



图 2-15 由普通信号 $m(t)$ 调制载波的频谱

携带数据的信号在标称载频附近具有有限带宽(bandwidth)。很显然，实现信号的频分复用，要求给信号分配的频谱带宽与信号消耗的带宽成正比。虽然随机序列码的频谱比简单正弦波的频谱要复杂得多，图 2-14 仍然让我们怀疑调制载波越快，则需要越宽的频带来包含边带。数据越多消耗的带宽越宽。

乍一看似乎传输数据需要的带宽与期望的数据率成正比，越快的数据链路需要越宽的带宽。然而，注意到图 2-16 中所提及的是传输信号的符号率而不是比特率。在图中所示的例子中，符号是 3 种可能幅度中的一个，分别对应 0、1、2 三个数值：这是一个幅移键控(ASK)的例子，实质上是 OOK 的一种推广。(请注意在这个例子以及其他例子中在载波的不同状态之间会发生突变，实际上，平滑这种翻转可以最小化增加的边带。)每个符号可能包含 3/2bit，因此比特率为 1.5(符号率)。更通俗地说，可以设想多种方法用单个符号发送许多位，例如可以采用更多的幅度：如采用 8 种幅度，则每个符号一次就可以传送 3bit，因为调制信号的频谱带宽主要取决于符号翻转率而不是翻转，因此很显然可以通过改变调制方式提高数据率而不需要扩大占用带宽。

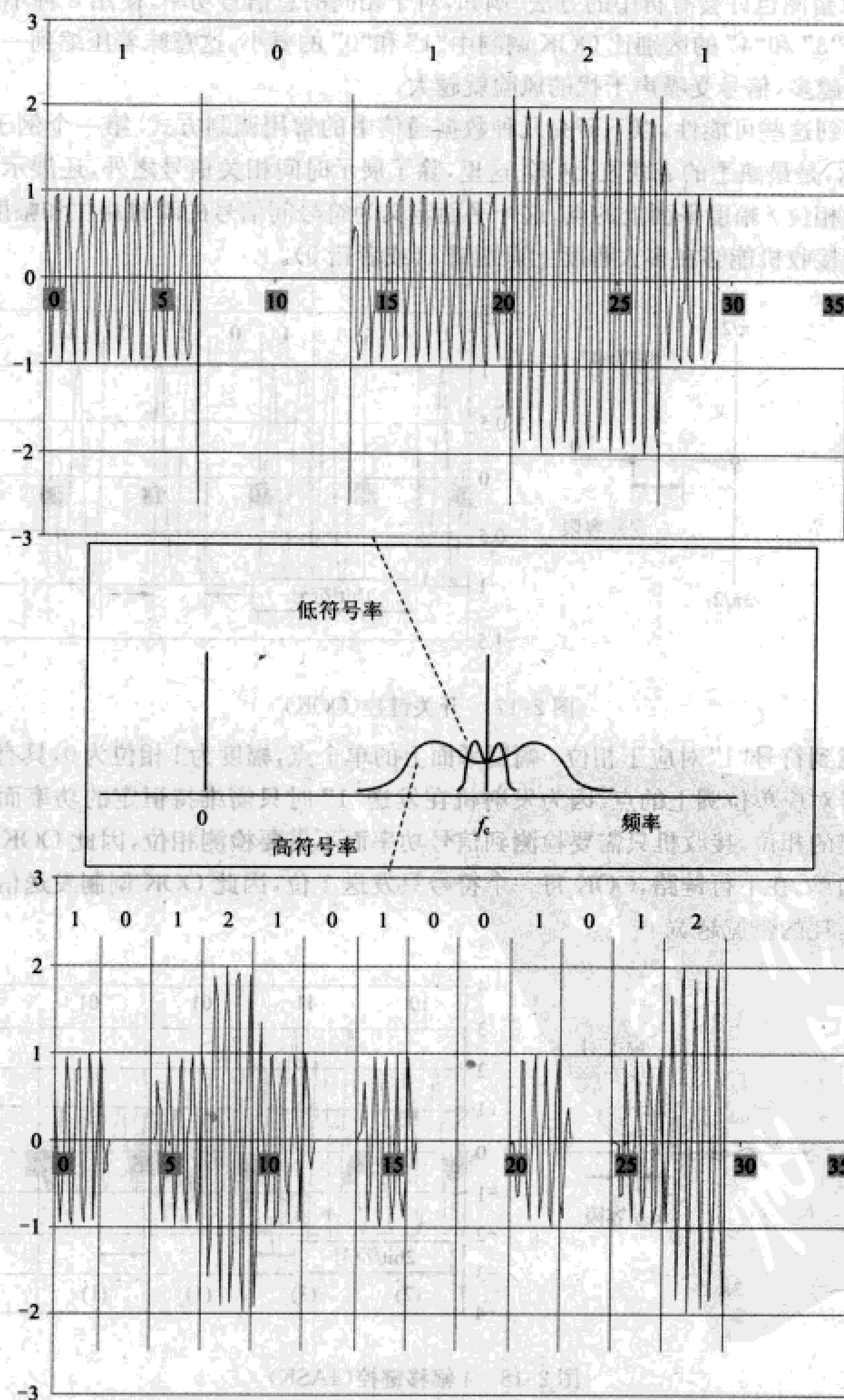



图 2-16 更快的符号率 = 更宽的带宽

可以猜测也许会有折中的方法。例如，对于相同的总信号功率，使用8种不同的幅度意味着"3"和"4"的区别比OOK调制中"1"和"0"的要小。这意味着压缩到一个符号中的位数越多，信号受噪声干扰的风险就越大。

考虑到这些可能性，以下研究几种数据通信中的常用调制方式。第一个例子，如图2-17所示，是最熟悉的老朋友OOK。这里，除了展示时间相关信号之外，还展示允许的符号作为相位/幅度平面上的点，这个平面定义为符号间信号的瞬时相位和幅度。误差容限表明接收机能够在多大程度上识别错1(或者错0)。

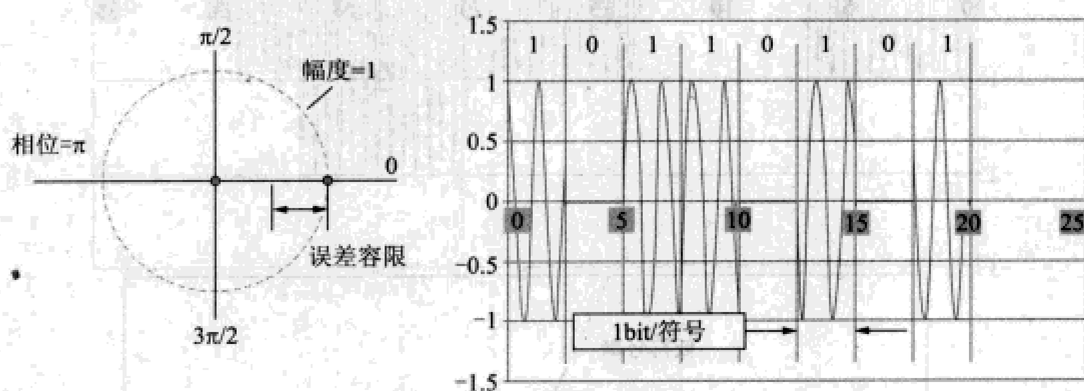



图2-17　开关键控(OOK)

注意到符号"1"对应于相位/幅度平面上的单个点，幅度为1相位为0，具有其他相位的符号对应单位圆上的点。因为发射机在发送"1"时只需维持恒定的功率而不需要维持恒定的相位，接收机只需要检测到信号功率而不需要检测相位，因此OOK实现起来相对简单。在下行链路，OOK每一个符号只发送1位，因此OOK调制发送信号的速率越高消耗的带宽越宽。

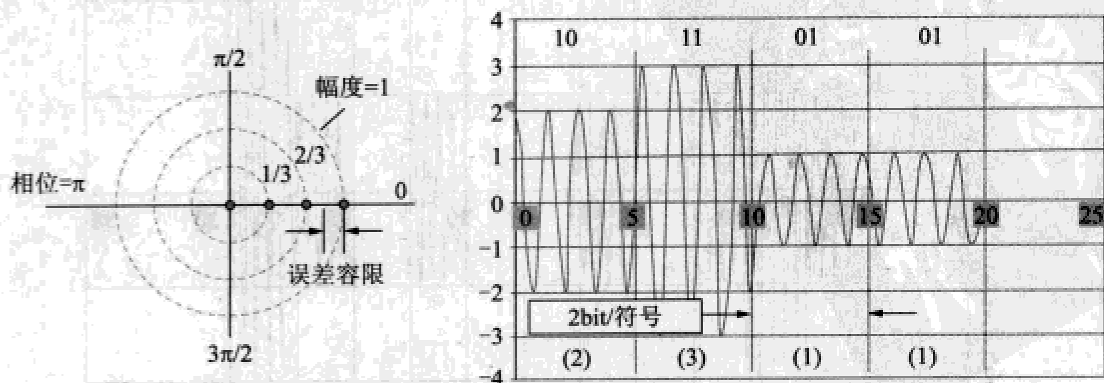



图2-18　4幅移键控(4ASK)

如前所述，增加幅度可以获得更多的数据：ASK(如图2-18所示)。图2-18中给出了四种允许幅度的特例，也称作4ASK。再次将允许的状态映射到坐标平面以方便理解，例

如，坐标平面上的2/3圆接收为(10)，4ASK每个符号发送2bit，4ASK使用相同的带宽发送的数据率是OOK的2倍(或相同的数据率只需要一半的带宽)。然而，误差容限显然比OOK调制要小得多。对于相同功率的信号，与OOK相比4ASK能够容忍的噪声要小些。

显然可以通过增加幅度状态来实现每个符号发送更多的位，但相应的误差容限与幅度状态数成反比降低。增加每个符号的状态数的另外一种方法可能会有用：为什么不跟踪信号的相位呢？

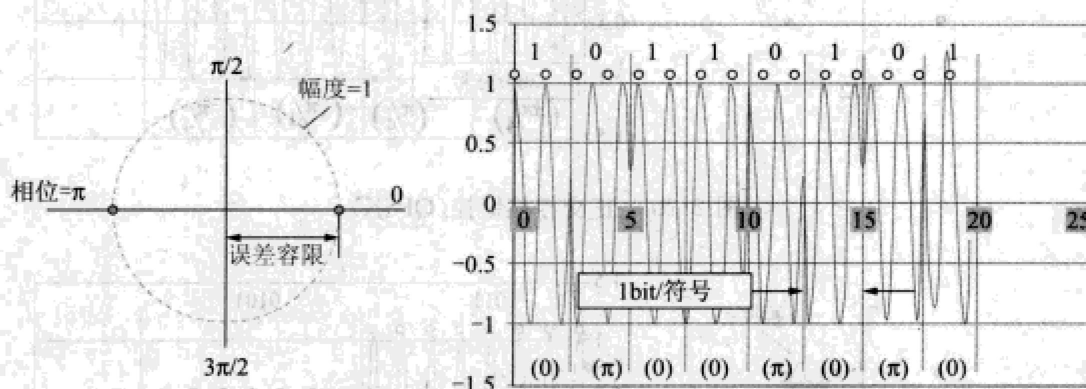



图 2-19 BPSK

使用相位来区分符号的最简单的调制方式是BPSK，如图2-19所示。图中二进制符号的点具有固定间隔，发送“1”的信号峰值与圆点一致，而“0”的信号峰值在两个圆点之间：180°或πrad反相。在相移键控中，正常符号是相位平面上的点而不是在圆上的点，这些点的集合叫作信号星座(signal constellation)。然而，只要信号的相位大到能够确定时，信号的幅度就无效了：也就是说，如果接收信号落在相位幅度平面的右半平面，则被译码为1；如果落在左半平面，则被译码为0。因此误差容限等于符号的幅度，是OOK调制相同峰值功率下误差容限的两倍。BPSK是一种稳健的调制方式，对噪声和干扰具有良好的抑制，用于最低速率长距离状态的802.11网络中。

对于给定峰值功率，很显然要获得最好的误差容限，星座的点之间的距离应该尽可能得远。为用一个符号表示2bit，必须用到在单位圆上等相位间距的四个点，即四相移键控(QPSK)，如图2-20所示。QPSK能够用一个符号传送2bit，OOK调制一个符号只传送1bit，而且在相同的峰值功率下QPSK调制具有更大的噪声容限。QPSK是一种非常流行的调制方式。在802.11 WLAN中我们将遇到它的变种。

此外，我们还可以继续沿这条路往下走，增加更多的相位状态以使每个符号能够传送更多的位，比如8PSK和16PSK等。然而如前所述，这种进步会牺牲误差容限。一种变通的方法是将我们前面分别介绍的两种调制方式结合起来，也就是使幅度和相位都发生变化。这种方式也称为正交幅度调制，简写为QAM。图2-21给出了16QAM的例子。一个符号能够同时传送4bit，而且其噪声容限要比每符号传送2bit的4ASK还要好。还可以在信号星座中增加更多的点，每步在每个轴上的状态翻番，则可得到64QAM、256QAM

和1024QAM(后者可能更适合描述为晴朗的夜空中的星群而不是仅仅一个星座)。

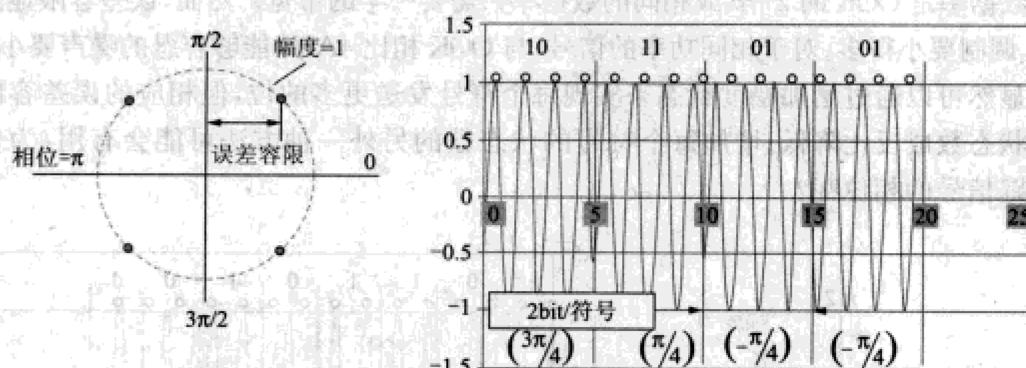



图 2-20　正交相移键控(QPSK)

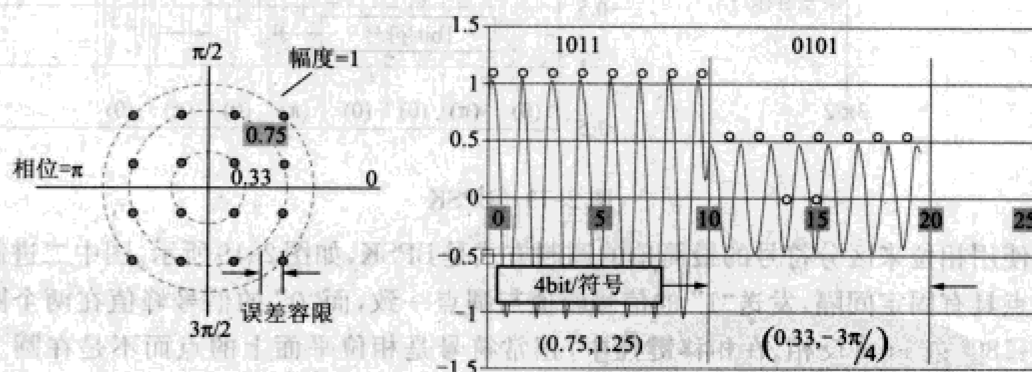



图 2-21　16 相正交幅度键控(QPSK)

表2-1中总结了前面已经介绍过的各种调制方式。表中的误差容限是在峰值信号幅度定义为1的前提下得出的。很显然，调制方式的选择是对目标数据率、可用带宽、抗噪性、传输范围以及相应发射机和接收机的复杂性和成本等因素的折中。

**表 2-1　关于载波调制方法的总结**

| 调制方式 | bit/符号 | 误差容限 | | 复杂度 |
|---|---|---|---|---|
| OOK | 1 | 1/2 | 0.5 | 低 |
| 4ASK | 2 | 1/6 | 0.17 | 低 |
| BPSK | 1 | 1 | 1 | 中等 |
| QPSK | 2 | $1/\sqrt{2}$ | 0.71 | 中等 |
| 16QAM | 4 | $\sqrt{2}/6$ | 0.23 | 高 |
| 64QAM | 6 | $\sqrt{2}/14$ | 0.1 | 高 |

虽然看起来当误差容限降低时，调制方式的抗噪性会增加。可以借助一些参数来度量误差和噪声之间的关系，如误码率（比特误差率），又如信号和噪声功率比（信噪比），所有这些参数的定义都建立在噪声在相平面上满足高斯分布这一假设基础上，但它们的计算都相当繁琐。根据经验，几乎所有高斯分布的面积都在均值的 3 阶标准偏差之内，因此能够用非常简单的方法获得与严格计算几乎相同的结果。假设噪声电压服从标准偏差为 $\sigma$ 的高斯分布，其平均功率与 $\sigma^2$ 成正比。如果调制的误差容限（表 2-1 中用分数表示）大于 $3\sigma$，则误码率就会非常小（如图 2-22 所示）。

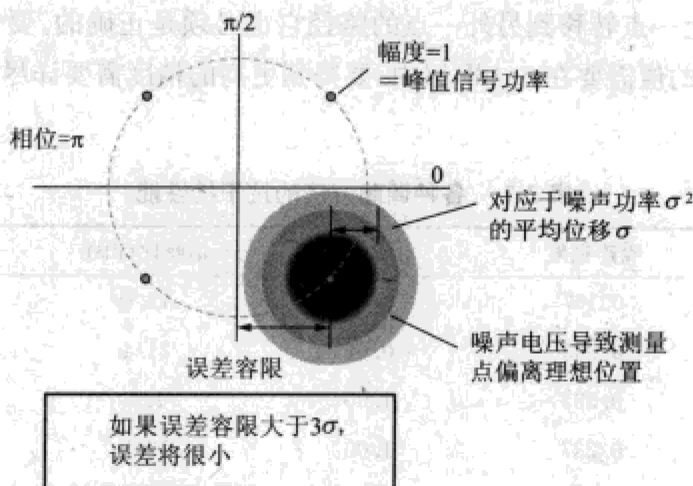



图 2-22 信噪比要求的估算方法

使用这种方法，可以得到使用各种调制方式进行无误差通信所要求的信噪比值。噪声标准偏差允许等于误差容限的 1/3，对星座上的点信号幅度取平均可以得到信号幅度均值的一个估计；信号幅度均值平方的比可以作为信号功率与噪声功率比值的一个估计。然而你可能会抱怨这样一种比较方式对于单符号传送多位的调制方式不公平。如果将信噪比除以单个符号包含的位数，我们就可以得到每位数据所需信号量的一种度量，因为是在位而不是符号一级的度量，看起来更适合用于对各种不同的调制方式作比较。因此（S/N）/（位 / 符号）可用另外一种更具吸引力的表达方式：

$$\left\{\frac{S}{N}\right\}/\left\{\frac{\text{位}}{\text{符号}}\right\}=\frac{S}{N_o(BW)}\frac{\text{符号}}{\text{位}}=\frac{S}{N_o(1/T_{\text{symbol}})}\frac{\text{符号}}{\text{位}}$$
$$=\frac{ST_{\text{symbol}}}{N_o}\frac{\text{符号}}{\text{位}}=\frac{ST_{\text{bit}}}{N_o}=\boxed{\frac{E_{\text{bit}}}{N_o}} \tag{2-10}$$

在式（2-10）中，定义了一个量 $N_o$，用于表示总噪声除以信号带宽或接收到的噪声功率，单位为 W/Hz。在这里我们还假设带宽与符号时间（symbol time，单个符号传送所需要的时间）成反比（如图 2-16 所示），因此符号时间与（符号 / 位）的积就等于等效位

时间(传送每位所需要的时间);位时间与信号功率的积就等于能量/位,$E_{bit}$,通常缩写为$E_b$。$(E_b/N_o)$表示通道中每位数据相对于基本量噪声所需要的信号能量,比单纯用$(S/N)$更适合作为比较各种调制方式的基本指标。

基于这种扩展的定义方法,表2-2中给出了各种调制方式的抗噪声性能的比较结果。$(S/N)$和$(E_b/N_o)$的比值变化范围很宽,用dB来表示会更方便:$(S/N)_{dB}=10\log[(S/N)]$。噪声幅度仅仅是误差容限的1/3。$\langle signal\rangle$表示星座点上信号对峰值幅度的归一化的平均值。在第4章中我们将看到这是对平均信号功率第一个合理的估计,对于将信号从星座上一点转移到另外一点的路径它也必须是正确的。要使比特误差率达到$10^{-5}$,$(E_b/N_o)$的值需要在0.4dB以内,要得到更高的精度需要详尽考察星座内逐点的概率误差。

**表2-2　各种调制方法的抗干扰性能**

| 调制方式 | 噪声幅度 | $\langle signal\rangle$ | 信噪比(dB) | $(E_b/N_o)$(dB) |
|---|---|---|---|---|
| OOK | 0.167 | 0.71 | 12.6 | 12.6 |
| 4-ASK | 0.053 | 0.62 | 21.4 | 18.3 |
| BPSK | 0.333 | 1.00 | 9.5 | 9.5 |
| QPSK | 0.237 | 1.00 | 12.5 | 9.5 |
| 16QAM | 0.077 | 0.74 | 19.7 | 13.7 |
| 64QAM | 0.033 | 0.65 | 25.8 | 18.1 |

以上结果,特别是表示为归一化的$(E_b/N_o)$,都证实了PSK和QAM调制在有噪声时传送数据的性能要比相应的ASK调制要好。可以发现一个有趣的现象,虽然QPSK每个符号传送的比特数是BPSK的2倍,但它们具有相同的$(E_b/N_o)$。QPSK是在复杂度、数据率以及抗噪声性能几项指标之间非常好的一种折中,可以发现它和它的变种在无线网络中应用非常普遍。表2-2还强调了这样一个事实,高数据率需要高信噪比:对于相同的带宽和功率,高速意味着传输距离短。

此外信号调制中,还有一些次要但不可忽略的问题需要考虑。星座中距坐标原点最远的点信号对应峰值,信号对应于该峰值的归一化均值,调制的方式越复杂该均值下降越快:等效地,峰值与平均功率的比值随着传送的每符号位数的增加而增加。其他需要考虑的效应,包括调制实现的具体细节,以及复杂调制方式更精细的统计问题,都要求峰值-平均功率比有进一步地增加。高的峰值-平均功率比要求设计的发射机和接收机有比平均信号电平更高的瞬时功率电平,但这也意味着需要增加成本和设计复杂度。本书的第4章中还将对无线电波的峰值-平均功率比做更详细的研究。

前面已经考查了几种最常用的调制方式,揭示了数据率、噪声和带宽之间的权衡。可以设想这些调制方式的无数变种,包括调整星座中点的精确位置、改变点的数目,以

及确定什么值能够被检测到的各种方式。如表2-1所示，每个符号能够传送尽可能多的比特位，能够容忍的噪声越来越小，这些确实都是发展的趋势。然而，观察表明，无论在调制和检测中使用多少技巧，增加符号复杂度这条路都不可能无休止地走下去，在存在噪声的情况下，给定的带宽所能够传送的数据量可能存在某一个上限。20世纪40年代，贝尔实验室的Claude Shannon发表了一系列具有重大影响的著作，证明了任何通信信道都存在有限的数据容量——由带宽、信号功率以及信道中的噪声功率一起确定：

$$\{每秒比特数\} \leqslant [BW]\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right) \tag{2-11}$$

无线链路的最大容量与其他信道一样，也是由带宽和信噪比确定的。为说明这一限制的实用性，下面我们给出一个例子。如第3章详细说明的那样，大多数基于802.11(Wi-Fi)的局域网协议都使用带宽为16MHz的信道。信噪比变化的范围非常宽，其值与发射机和接收机的距离以及其他许多变量相关，这里取一个适中的值，为计算方便，取$(S/N)=7:1$，则有

$$\{每秒比特数\} \leqslant [16\times10^6]\log_2(8) = 4.8\times10^7 \tag{2-12}$$

802.11信道的容量大约为48Mbit/s，在这一速率上我们能找到比较适当的信噪比要求。如果我们假设信道的带宽近似与符号率成反比，这一上界对应约3bit/符号(802.11和802.11b的直接序列，实际使用的符号率为11Msympol/s，因此可获得4bit/符号)。因此我们可以推断出在这种情况下，使用64QAM(6bit/符号)方式的调制不会带来什么好处：噪声引起的符号错误可以用编码的方式修正，但付出的代价将超过所能带来的好处。注意，如果通过增加发射功率、减小发射机与接收机之间的距离，或其他方式提高了$S/N$，那么信道的容量将增加，因而允许使用更复杂的编码，虽然这种增加只是对数方式的(即数据率增加2倍需要信号增强8倍才能实现)。另一方面，很显然即使对于适中的信噪比，相对于802.11b的最大数据率11Mbit/s，802.11的信道容量的扩充也还有相当大的空间。

表2-3给出了一些目前使用的主要通信方式的信道性能与Shannon极限的比较。显然通常信道无法达到信道容量的理论值，而且在很多情况下甚至达不到理论上限的一半。Wi-Fi能够向非高效用户分配带宽，因此也阻碍了它使用更高效的调制方式(802.11g对此进行了尝试，详见第3章)。我们还可以注意到在有线链路上的电缆调制连接方式，能够提供比一般无线链路高得多的信噪比。使用6MHz的电缆调制能够提供的数据率达到30Mbit/s，明显比工作在16MHz的802.11的11Mbit/s要高，虽然为实现这一改善，对信噪比有很高的要求。

表 2-3　一些通信链路的实际容量和理论容量

| | EV-DO CDMA（手机） | 电缆调制解调器 | Wi-Fi(802.11b) |
|---|---|---|---|
| 带宽(MHz) | 1.25 | 6 | 16 |
| 配置 | 移动,2km,LOS | 最小 FCC S/N | 室内,30m,NLOS |
| 信噪比 | 6∶1 | 2000∶1 | 7∶1 |
| 最大速率(Mbit/s) | 3.6 | 65.8 | 48 |
| 实际速率(Mbit/s) | 2.5 | 30.3 | 11 |
| 最大速率百分比 | 70 | 46 | 23 |

注：LOS 表示从发射机到接收机的视线传播，NLOS 表示从发射机到接收机的非视线传播。

### 2.3.2　正交频分复用

前面所讨论的调制方法都属于单载频调制：即在任意给定的时刻，只有一个具有特定幅度和相位的载频存在。单载频调制功能丰富且实现相对简单。然而，这种单载频调制用于无线链路时存在一些根本的局限性。为理解其原因，需要介绍多径(multipath)的概念。

考虑真实世界中典型发射天线和接收天线的传输(如图 2-23 所示)。信号除了沿直线路径传播以外，还会被在传播路径上可能存在的各种类型障碍物反射，构成反射路径。信号沿这些辅助路径传播需要的时间 $t_2$ 和 $t_3$，通常与沿直线路径传播时间 $t_1$ 不同。

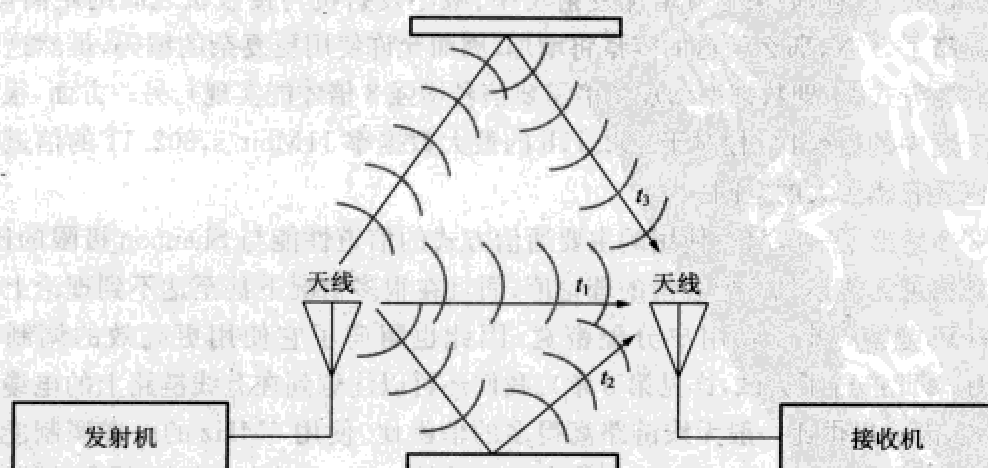



图 2-23　在发射机和接收机之间信号传播可能会存在多条路径

如果与其他时间相关的延迟与符号时间相当，而且信号强度没有很大改变，则在接收机端将会遇到严重的问题：所有接收到的信号之和可能与发射信号不匹配。在图 2-24 中，我们描述了信号的两个延迟和衰减的复制与直接传播的信号叠加的结果。在第 1 位之后，叠加和导致了信号的错乱，而且很难将发射的符号抽取出来：虽然发射信

号的功率足够大,但码间干扰已经将数据破坏。

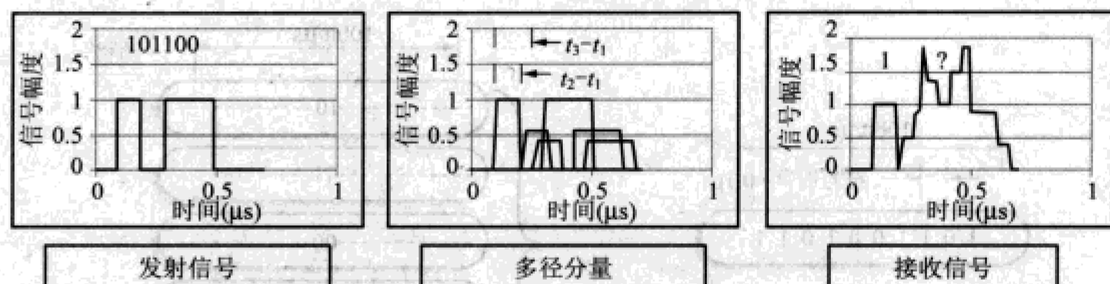



图 2-24 失真信号中的多径结果

在图 2-24 中应该注意,为了简化问题,所示 3 个信号都在解调后才相加,也就是说相加是在将载频去除之后进行的。而实际上,信号是在载频上相加的,会产生信道衰落的问题。相关议题我们将在第 6 章详细讨论。

在什么情况下这种失真会成为必须面对的问题?通常来说,当传播延迟与符号时间相当时,多径效应才会变得重要。为方便起见,我们用 3.3ns/m 来近似光速,表 2-4 给出了对于给定数据率的情况下,多径效应出现前期望覆盖的典型区域。我们发现能够在相当大的建筑物上用单载频调制达到 10Msymbol/s 的数据发射速率且质量较好,但是如果我们希望在更大区域上达到更高的数据率,则必须采用其他方法。

**表 2-4 各种数据率及其对应无多径效应区域大小**

| 符号率(Msymbol/s) | 符号时间(μs) | 路径距离(m) | 路径描述 |
|---|---|---|---|
| 0.1 | 10 | 3 300 | 城市 |
| 1 | 1 | 330 | 广场 |
| 10 | 0.1 | 33 | 建筑物 |
| 100 | 0.01 | 3 | 室内 |

为在大范围区域上克服多径效应并达到较高的数据率,正交频分复用(OFDM)得到越来越广泛的使用。OFDM 已用于无线局域网 WLAN 标准 802.11a、802.11g、HiperLAN 以及欧洲和亚洲的数字广播电视(COFDM)中。OFDM 还已经被提出在室内个人网中用于传输需要超高速率的高分辨图像。本节中我们将概括地介绍 OFDM 的工作原理,为第 3 章中详细讨论用于 WLAN 标准的专用 OFDM 调制做准备。

OFDM 运用了三种基本的技巧来克服多径效应。第一种技巧是并行:即将一个高速信号分割成几个低速信号并行发送(如图 2-25 所示)。串并转换在有线传输中是一种非常有名的技术,打开台式计算机你会看到大量的带状电缆,这些电缆由大量传送低速率瞬态信号的廉价线构成,用来仿真更加昂贵、能够传输高速串行信号的专用电缆的功能。图 2-25 所示的例子中,信号的数据通路被分割为 5 条并行通路,每条通路传送 2bit/符号,因此传输速率为原串行通路的十分之一,在允许严重的多径失真的情况下,

传输延迟将增加10倍。即符号传输时间在串行时为0.1μs，变为并行则为1μs。

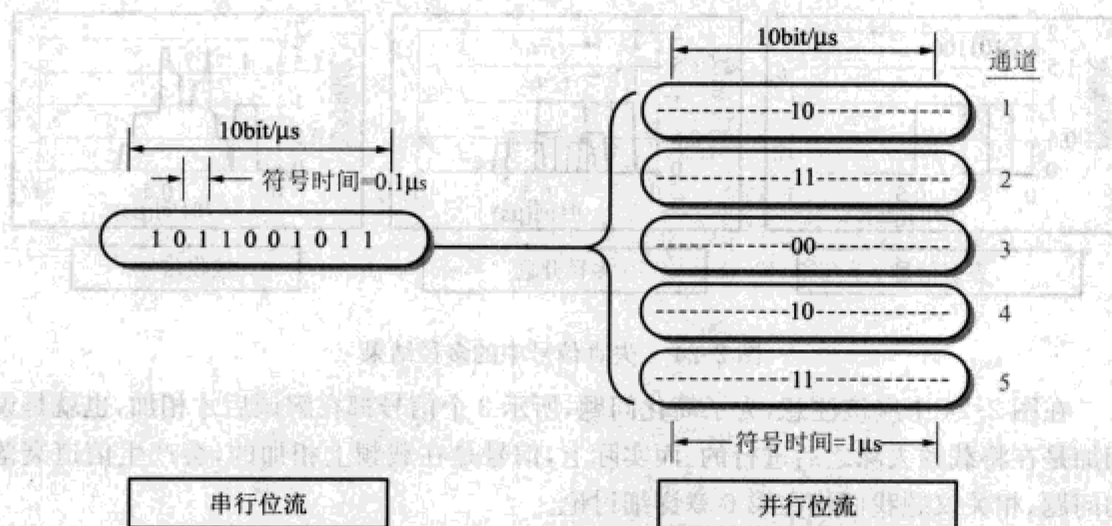



图2-25　将高速串行信号分割为多路慢速并行信号

如何才能得到这些并行信道呢？一种显然的答案是每个信道分别使用分离的载频，图2-26给出了这样一种方案。如果使用传统的方式，即每个信道使用独立的发射机和接收机，那么在每个载频上都加滤波器。这种方式存在两个问题，一是设备的成本随并行信道或载频的数目线性增加；二是，由于在多个载频之间需要保护隔离频带来确保接收机滤波器正确滤出指定的载波，因此会造成频谱的浪费。

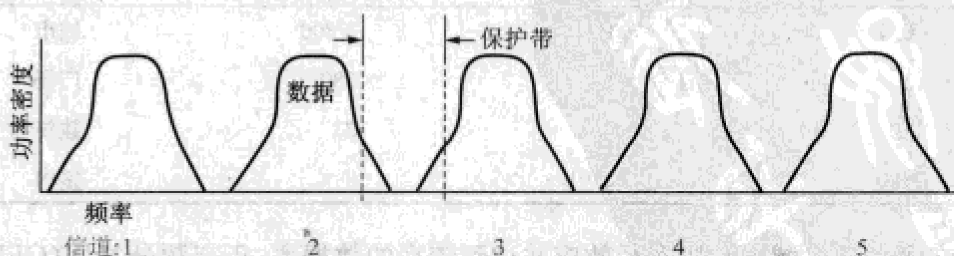



图2-26　传统上用于副载波的频分复用

为排除这两个障碍，OFDM必须采用另外的两种技巧，技巧2采用了比我们之前所用更为精巧的技术：不同频率的正交性。我们已经知道不同频率在任意长时间周期上的积分是正交的。而且，还有一个更专门的公式：如果积分时间包含每个频率周期的整数倍，则两个不同频率分量的信号正交

$$\int_0^T \cos\left(2\pi\left[\frac{n}{T}\right]t\right)\cos\left(2\pi\left[\frac{m}{T}\right]t\right)\mathrm{d}t = 0 \text{ 对于 } m \neq n \tag{2-13}$$

在式(2-13)中，可以看到在时间 $T$ 内两个余弦函数分别经历了 $(m/T)\cdot T = m$ 和 $(n/T)\cdot T = n$ 个完整的振荡周期，如果我们选择 $T$ 为符号时间，只要仔细在正确的时

间间隔上积分，就可以在每个间隔整数分频的频率上并行发送包含幅度和相位的符号，且能够保 持这些频率分量之间互相正交，图 2-27 描述的就是这种情况。

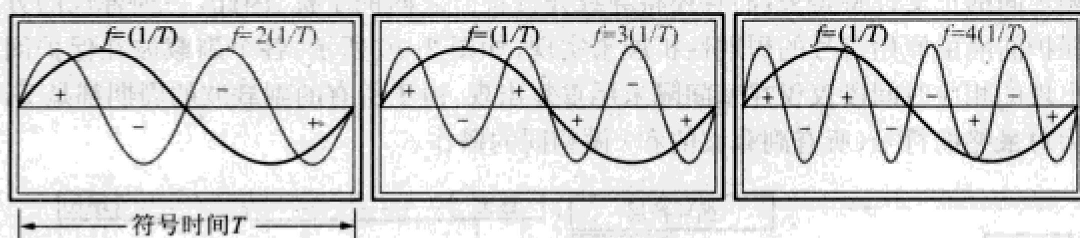



图 2-27 整数频率分量积在整数周期上积分等于零

图 2-28 给出了使用这种方案的结果，消除了副载波之间的保护隔离频带，因此提高了对给定频谱的利用率(对比图 2-26 的结果)。

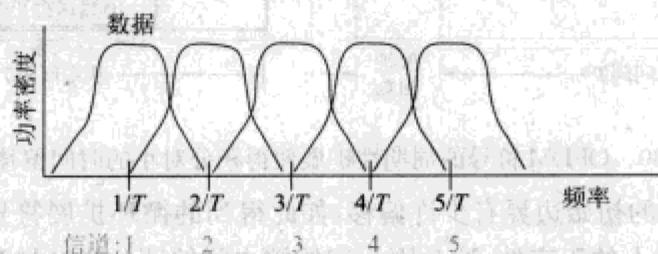



图 2-28 正交副载波高效的使用频谱

因此使用间距非常小的副载波，可以将串行符号流分割为多个慢速并行符号流。我们假设多径延时等于串行符号时间，则相同的延时等于 1/5 的并行符号时间。

虽然这种方案已经明显地改善了符号失真，事实上我们还能够做得更好，代价只是稍微降低数据率。假设符号时间再扩展 20%，就可以简单地消除码间干扰发生的初始时段，因此我们可以在其余的符号时间内积分，在这一期间接收到的符号足够理想。图 2-29 给出了这种方法的原理。额外的符号时间称为保护间隔(guard interval)，表示专门用于改善多径效应的信号能量。

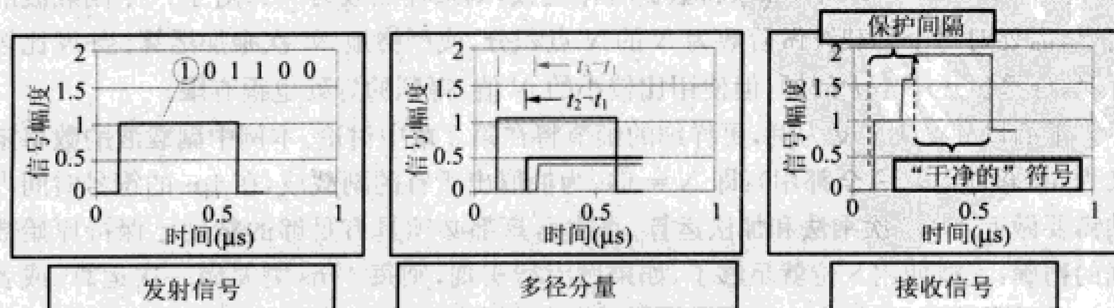



图 2-29 使用保护间隔消除码间干扰

如果能够预先知道多径边界的精确位置，则设置保护间隔时可以仅在这一时段关断信号。然而，确定保护间隔边界的任何误差都将引起信号在部分周期上积分，不同副载频之间的正交性将丧失，而且还将导致并行符号之间的干扰。因此，一种替代的方法是保护间隔由原始符号的周期性扩展来实现，如图2-30所示。各个副载波在保护间隔中出现的相应时间段仅仅在基间隔末尾重复出现。由于所有的副载波的周期都是$T$，等效为对最终的符号（所有副载波的和）做相同的操作。

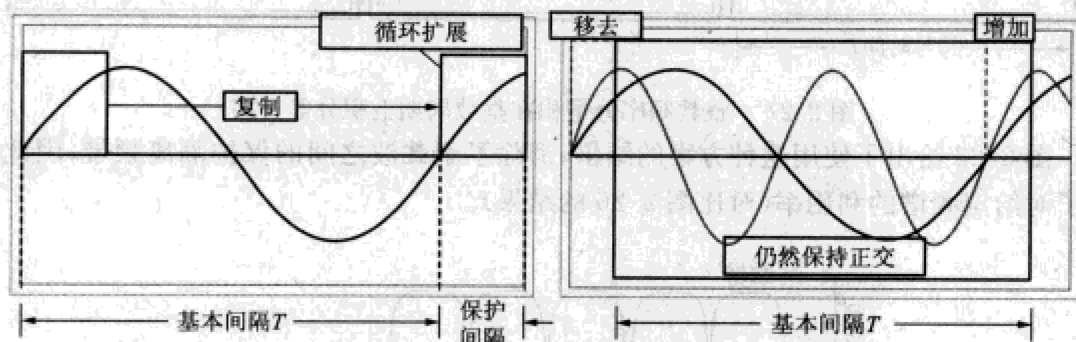



图2-30　OFDM符号的周期性扩展使得积分对小的时间偏移敏感

即使时间间隔的初始边界有少许偏移，如此得到的循环扩展符号仍然能够保持副载波在时间间隔$T$上的正交性，这是因为起始被去除的部分恰好加到尾部了。

将并行实现的OFDM和使用循环扩展符号提供保护间隔这两种方法结合起来，为我们提供了一种存在多径失真时高速发送干净无失真的符号。副载波之间是靠在给定的时间间隔上积分来分离，而不是像模拟滤波器操作那样，发送和接收信号都只需要一个无线电波。然而，我们假定的无线电波仍然面临一个重要的挑战：为大大改善抵抗多径效应的能力，需要使用更多的副载波。为抽取出每一个副载波，都需要对接收符号和期望频率的乘积做积分，且积分所需使用的点数应由发射所采用副载波的最高频率来确定。例如，在前面所给的5副载波的例子中，为抽取出最低频率部分即$n=1$的符号，在积分中必须使用足够多的点数，以精确地去除最高频率$n=5$对应的部分（时间采样点需要$4\times5=20$个，如果将数据看作复数，则采样点数为10）。对于$N$个副载波的情况，需要对每个副载波做阶数为$N$的$N$点积分，或严格地$N^2$次乘加运算。当$N$比较小时，计算量还不是大问题，但使用比较小的$N$值，得到的好处也很有限。

下面以802.11a/g为例，更详细的细节将在第3章中讨论。本例中副载波的数目定义为64（虽然并没有全都用）：即$N=64$。为抽取出所有的副载波，在4μs的符号时间内共需要做近4 096次乘法和加法运算。每次运算都必须具有足够的精度已保持原始数据的精确：大概使用8位就足够了。如果做串行实现，则每49ns需要做一次运算，或者说每秒钟需要做20亿次8位乘法和加法。如此大的计算量用现代数字硬件是不可能完成的，然而，人们期望网络硬件在设备的总造价中只占到很小的部分。

幸运的是，我们手头还有一个锦囊能够极大地改善这种情况：快速傅里叶变换

(FFT)。FFT 算法能够以约 $N\log N$ 的运算量完成必要的积分，这意味着对于 $N$ 值大的情况，较 $N^2$ 运算量有了巨大的进步：例如对于 802.11a，运算量从 4 000 降到 400，对于 COFDM 体制，如 $N=1\ 024$，则改进达到 100 倍量级。下面我们对这类重要的问题给出非常简要的讨论。

现在我们来看 FFT 是如何工作的。首先详细地考查关于时间信号在离散间隔 $\tau$ 上采样的傅里叶变换。为简化问题，限定采样点数为偶数。图 2-31 给出了 FFT 运算的原理：将时域上的 $N$ 个采样点(这里 $N=16$)转换到信号在傅里叶域上 $k\delta$ 点的估计，其中 $\delta=1/N\tau$，$k$ 的范围为 $-(N/2)\sim(N/2)$。

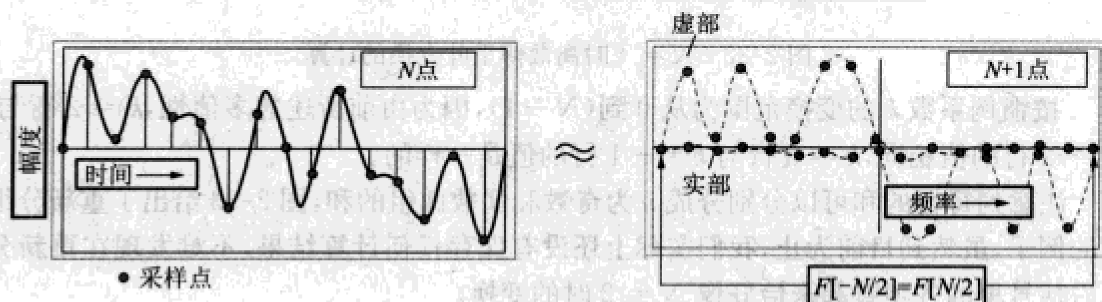



图 2-31 时间采样信号的离散傅里叶变换

由图很容易明白为什么采样点的数目限制了频率的数目。频率为 $(N+1)\delta$ 的正弦或者余弦值与频率为 $\delta$ 的采样点上的值相同：$\cos[2\pi(N+1)\delta\tau]=\cos[2\pi(N+1)\tau/N\tau]=\cos[2\pi(1+1/N)]=\cos[2\pi+2\pi\delta\tau]=\cos[2\pi\delta\tau]$。这种现象被称为多值。在相同参数条件下，当 $k=\pm(N/2)$ 时的值也相同。一般来说，信号可能会是复值：在前面的例子中时间域数据是实数，转换到频域空间(即做傅里叶变换)后的频域值将关于 $f=0$ 满足复共轭对称，即 $F(-k\delta)=F^*(k\delta)$。

式(2-14)给出了其基本的数学表达式，我们用信号 $f(n)$ 的第 $n$ 个采样点的采样值与频率 $k\delta$ 的指数的乘积之和来近似傅里叶变换积分的值，代入频率增量，我们发现和实际上与采样增量 $\tau$ 以及频率增量 $\delta$ 无关，而对于给定的 $k$ 值仅仅与 $N$ 和 $f$ 的值相关。括号内的部分通常称为离散傅里叶变换，加上系数 $\tau$ 来设置时间和频率尺度。

$$
\begin{aligned}
F[k\delta] &= \tau\sum_n e^{-2\pi i n k\delta\tau}f(n) = \tau[f(0)+e^{-2\pi i k\delta\tau}f(1)+e^{-(2\pi)2ik\delta\tau}f(2)+\cdots] \\
&= \tau\sum_n e^{-2\pi i n k\left(\frac{1}{N\tau}\right)\tau}f(n) = \tau\sum_n e^{-2\pi i k\left(\frac{n}{N}\right)}f(n) \qquad (2\text{-}14) \\
&= \tau[f(0)+e^{-2\pi i k\left(\frac{1}{N}\right)}f(1)+e^{-2\pi i k\left(\frac{2}{N}\right)}f(2)+\cdots]
\end{aligned}
$$

为解释清楚这个让人比较容易搞糊涂的表达式，我们用表格的形式来表述以上和式，如图 2-32 所示为最简单的 $N=4$ 的情况。在归一化频率 $k$ 点的变换可由表中第 $k$ 行所有项求和得到。

| $k$ | $f\tau$ | $n$ → 0 / 时间 → 0 | 1 / $\tau$ | 2 / $2\tau$ | 3 / $3\tau$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | $f(0)$ | $f(1)$ | $f(2)$ | $f(3)$ |
| 1 | $\frac{1}{4}$ | $f(0)$ | $e^{-2\pi i\left(\frac{1}{4}\right)} f(1)$ | $e^{-2\pi i\left(\frac{2}{4}\right)} f(2)$ | $e^{-2\pi i\left(\frac{3}{4}\right)} f(3)$ |
| 2 | $\frac{2}{4}=-\frac{2}{4}$ | $f(0)$ | $e^{-2\pi i\left(\frac{2}{4}\right)} f(1)$ | $e^{-2\pi i\left(\frac{4}{4}\right)} f(2)$ | $e^{-2\pi i\left(\frac{6}{4}\right)} f(3)$ |
| 3 | $\frac{3}{4}=-\frac{1}{4}$ | $f(0)$ | $e^{-2\pi i\left(\frac{3}{4}\right)} f(1)$ | $e^{-2\pi i\left(\frac{6}{4}\right)} f(2)$ | $e^{-2\pi i\left(\frac{9}{4}\right)} f(3)$ |

$k$　0　1　2　3
$-\frac{2}{4}$　$-\frac{1}{4}$　0　$\frac{1}{4}$　$\frac{2}{4}$　$\frac{3}{4}$

图 2-32　$N=4$ 时离散傅里叶变换的计算

按惯例系数 $k$ 的变换范围为从 0 到($N-1$)，因为由前所述的多值性，$k=2$ 行与 $k=-2$ 行的值相同，$k=3$ 行与 $k=-1$ 行的值是一样的。

注意到每行的和可以分别分成 $n$ 为奇数和偶数两组的和，图 2-33 给出了重新分组后的例子。虽然到目前为止，我们实际上还没有保存任何计算结果，不难发现在重新分组后括号里的各项看起来恰好像 $N=2$ 时的变换。

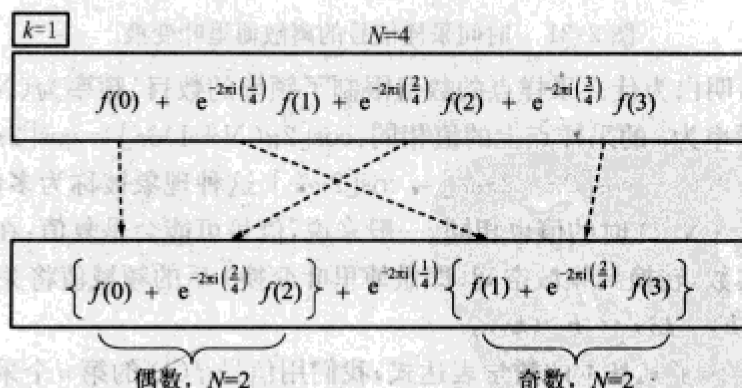



图 2-33　按行重分组后的和式

如果我们以这种方式来看整个表，不难发现这种重组方法的用处。图 2-34 给出了奇数行 $k=1,3$ 的和，在图 2-34a 中，每行的和写成两个 2 阶($N=2$) 变换的递推和式，2E 和 2O 分别表示偶数项和奇数项。而每一项又进一步可看成是 1 阶($N=1$) 变换的和(恰恰是自身的时间采样)。我们还可以发现变换 $F_{2E,k=1}$ 与 $F_{2E,k=3}$ 除了乘积因子不同外其余完全相同。奇数变换对也符合这一规律。因此，如图 2-34b 所示，实际上只需要一半的运算量。相同的规律自然也适用于第 0 行($k=0$) 和第 2 行($k=2$)。综上所述，最初以为图 2-32 中的表需要 9 次乘法运算(未计算 ×1 项) 以及 16 次加，共 25 次运算。当考虑利用递推之后，则只需要 5 次乘法和 8 次加法，共 13 次运算。

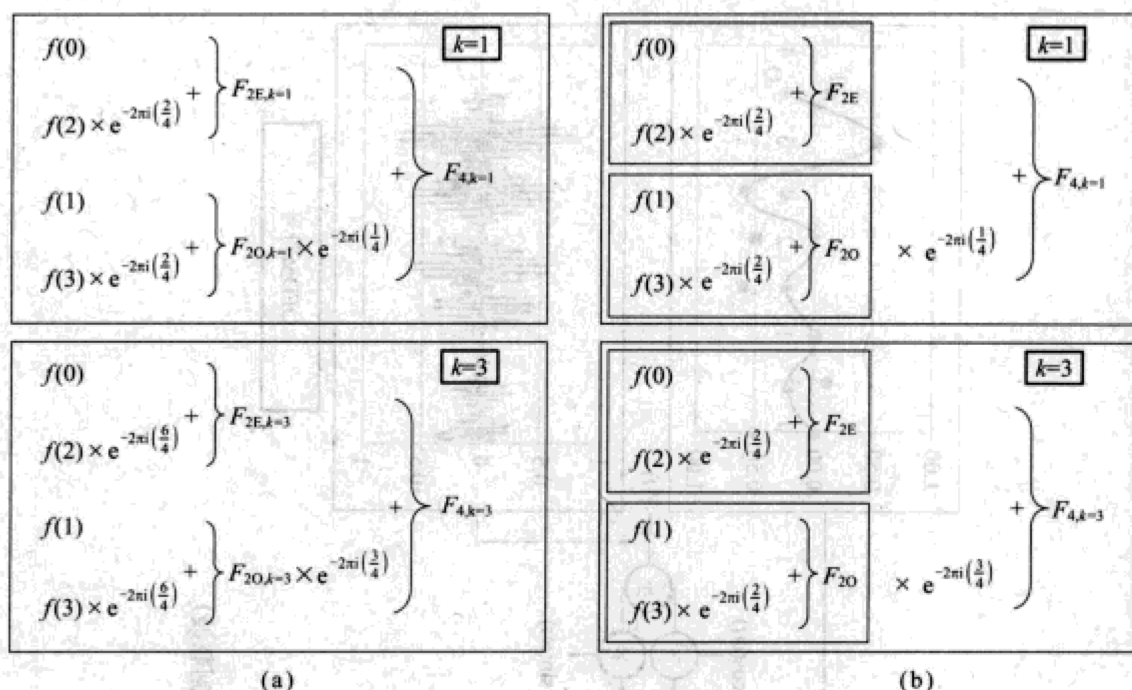



图 2-34 离散傅里叶变换的递推式

通常而言，由于这种方法是一种递推方法，我们由前可以看到 $N=8$ 的变换可以由两个 $N=4$ 的算法构造得到，因此对于最后一行，在 $8^2-4^2$ 次加法运算之外，还需要额外的一次加法和乘法运算（每种运算都需要多加 8 次，虽然相比较而言是微不足道的）。当计算点数加倍时，计算量增加 $N$ 次：整个过程的计算复杂度约为 $N\log_2 N$ 量级，而不是 $N^2$ 量级。

更细致地观察会发现许多乘法运算实际上只是改了一个符号：例如，图 2-34b 给出的是 $k=1$ 和 $k=3$ 情况，两项的乘积因子只差 $e^{-\pi i}=-1$。采用某些其他技巧，对于任意给定 $N$ 值还能够进一步小幅度地减少乘法运算量。在许多书和网页上都可以找到 FFT 处理的具体细节。本章的最后也推荐了一些这方面的参考文献。

现在我们来总结一下 OFDM 符号的构造，如图 2-35 所示。

- 首先将一组串行数据根据调制的需要进行分组。例如，在每个副载波上采用的是 QPSK，则输入数据按两位分组。
- 将每组数据转换为描述副载波幅度和相位的复数（图 2-20 为 QPSK 星座图），这个复数也成为相应副载波的复幅度。
- 然后做逆 FFT 将频谱数据转换成时间序列的采样值。（逆 FFT 本质上与 FFT 除了归一化系数外是完全一样的。）将这组数据串行地读出，并分配给连续的时间片。

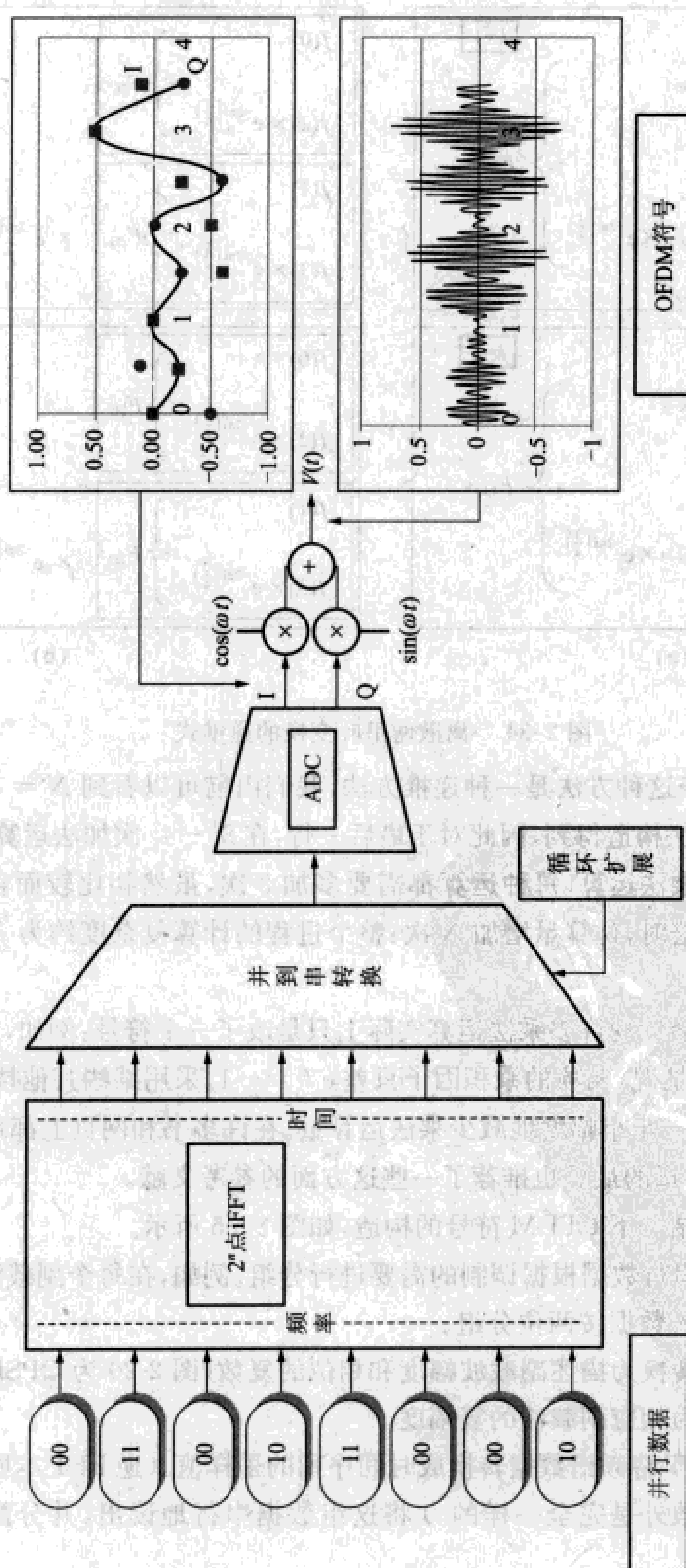



图 2-35　OFDM符号生成原理图（N=8个副载波）

- 用模数变换(ADC)将该复数时间信号转换为一对电压:实部对应同相或I通道,虚部对应正交或Q通道。
- I和Q电压分别乘以载频的正弦和余弦,然后结果相加(滤波后)得到以载频为中心的关于时间的实函数。

接收符号以类似的方式解调:用载频的余弦和正弦乘以接收信号以抽取出I和Q分量,再用数模转换器产生得到复时间采样序列,然后在每一个频率上对原始的复幅度信号做FFT来消除保护间隔。

注意到在图2-35中,即使只采用很少数量的副载波,得到的OFDM符号的行为也是相当复杂的。特别地,当出现不可预期的大电压漂移时,峰值功率与平均功率的比值将远远大于每个副载波中所包含QPSK信号的比例(参见图2-20的右图)。绝对峰值功率相对于平均功率的比值与副载波的数目成线性增加,这是因为峰值功率为$N^2$个电压和的平方,而平均功率等于$N$个平均功率的和。幸运的是,即使副载波的数目增加到很大,具有同相副载波的符号在所有的符号中所占的比例增加很小,但对于实际的信号,比如我们遇到的802.11a/g,峰值平均功率比接近10dB。在第4章中我们将更详细地讨论高峰值平均功率比所造成的后果。

在图2-35中,几乎所有的用于提高这种调制方法的手段都是在数字域内实现的:模拟手段与用于传统无线电中的方法非常相似,虽然从前面的讨论中大家已经猜出,无线电性能在某些方面已经有了更多的要求。这是高级通信系统的特征:因为只要集成电路工业能够按照摩尔定律按比例缩小,数字操作的功耗和成本就会不断降低,而模拟器件的成本和尺寸与特征尺寸不满足缩比关系,因此通常尽可能增大数字信号处理的成分是有利的。我们注意到,有趣的是,数字电路缩比遇到的瓶颈是MOSFET门氧化层的厚度与单层$SiO_2$的厚度已经相当。是否能够找到热二氧化硅的替代物或者摩尔定律是否减慢仍旧是电子设计的驱动力,直到新一代智能技术出现,这一切都值得期待。

### 2.3.3 超宽带:一种几乎可以免除干扰的通信方式

在2.2节我们已经知道,为共享电磁媒质,同时存在的用户需要占用不同的频率。在2.3节我们发现调制的需要使得用户要占用的频谱资源不是一个无穷小的频点而是一个有限尺寸的频带,根据香农定理,所需带宽与期望传送的数据量成正比。综合以上两个事实表明,在给定的地理区域(该区域有给定的可用频谱而且各用户之间互不干扰)只能传输有限的数据。这一事实在20世纪初就已普遍为人们所认识。当时这种无法共享无线电信道被看作是如电影中泰坦尼克号沉没那样的悲剧。一种传统的解决方案是为每个国家或超越国家的每个用户分配可用的频谱。然而正如所预期的那样,经过近一个世纪长的时间采样这样一种体制,已经很难为新增用户获取大量新的频谱。

为解决这一难题，科学家们已经提出了各种各样的解决方案。蜂窝电话使用传统的频谱使用许可机制，但是服务提供商限制了每个发射机的功率和范围，以使同一频谱能够在很多不同位置重用，提高了系统总用户的容量：这就是空间复用的一个例子。WLAN 及其他使用未授权频谱的用户也限制发射功率，使用干扰最小的协议来尽可能少地降低性能而实现某种无序的同频带重用。在过去 10 年左右的时间里，人们提出了一种激进的方法：新用户只是简单地重用已经分配用于其他目的的频带，并且正确地减少对已经存在的用户的干扰，来提供新的数据通信和其他业务。这种方式就是我们熟知的超宽带(UWB) 通信。

让 UWB 信号容忍其他用户的基本方法是在给定频带上保持足够小的发射功率。正如我们在 2.4 节中详细讨论的那样，任何在有限温度环境下的无线电波，由于固有热噪声和器件电噪声的共同限制作用都会有一个噪声门限：当信号电平小于噪声门限时将不起任何作用。UWB 所采用的这种方法只是发射适度的功率电平，信号能量扩展到整个频带上变得很稀疏，在距发射机很远的接收机看来只是叠加了一个可以忽略的噪声电平。专用 UWB 接收机的用户将所有的 UWB 功率结合还原成单个信号，强度比背景噪声大能够为接收机检测到。有好几种方法可以实现这种精妙的技巧，在这一节我们简要地介绍一下脉冲 UWB 无线通信。脉冲无线通信远不同于我们前面所讨论过的基于调制的通信方法，也无法再使用原始的火花放电发射机，就好比泰坦尼克时代，使用的美国前联邦通信委员会(pre-Federal Communications Commission，FCC) 时代的无线通信。

脉冲无线电取代使用单频信号作为调频载波的通信方式，发送一系列主要脉冲，每个脉冲相对于 0 电平包含一种或者最多几种信号电压偏移(如图 2-36 所示)。需要重点注意的是图 2-36 所描述的并不是调制前的基带信号，而是实际的传输电压。典型的脉冲宽度不超过 1ns。

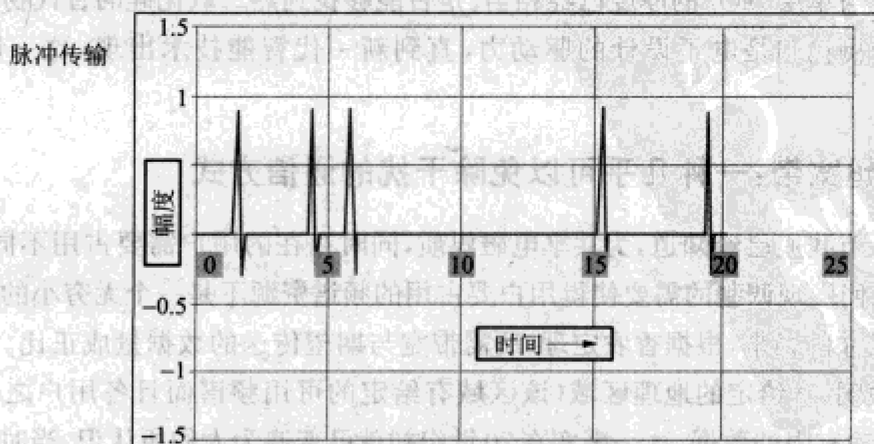



图 2-36　脉冲电压的时间变化曲线

为了搞清楚为什么能把这样一个信号看作是超宽带信号，我们只需要对该脉冲信

号做 2.2 节介绍过的傅里叶变换：将脉冲函数乘以一个频率的正弦函数然后积分。图 2-37 描述了这一操作。

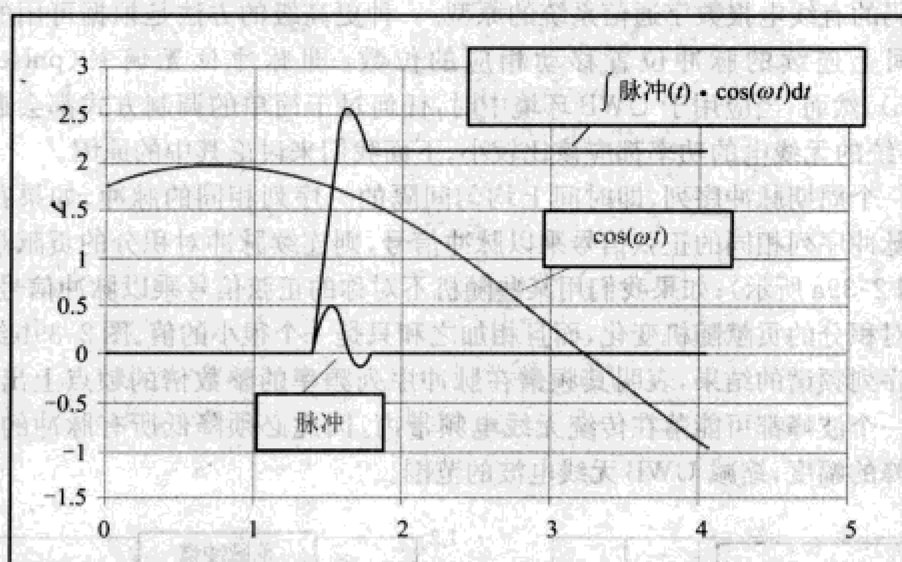



图 2-37　短脉冲在频率 ω 处的信号分量

很容易看出只要正弦函数的周期与脉冲的宽度相当，则它们的乘积对频率 ω 不敏感。在脉冲周期内 cosωt 约等于一个恒定值或者至多是一个线性增长或减少的电压。例如脉冲宽度为 0.3ns，其频谱一直到 3.3GHz 都是比较平坦的(如图 2-38 所示)。由于脉冲的总能量分布在如此宽的频带上，传统的接收机所收到的能量只是总能量中很小的一部分。信号频谱的精确曲线取决于脉冲的精确形状，实际上一般短脉冲的特征都是很相似的。

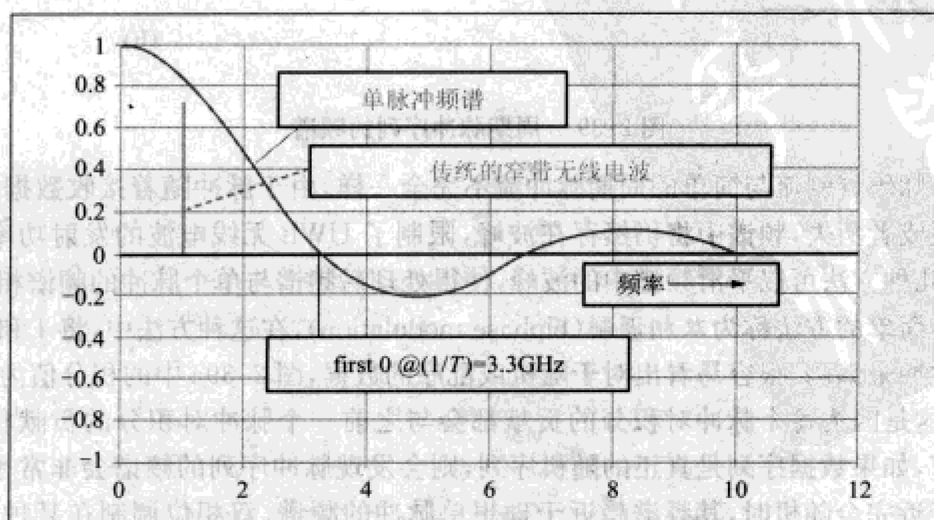



图 2-38　短脉冲的频谱表示

我们很容易设想出基于短脉冲的UWB通信原理。有脉冲表示1，没有脉冲表示0；此外需要定义时隙以寻找脉冲。这种体制就是众所周知的脉码调制，被看作是所有使用莫尔斯码的有线电报数字通信系统的原型。一种更高级的方法是根据可用的数据位数，将时间上连续的脉冲位置移动相应的位数，即脉冲位置调制(pulse-position modulation)。然而，当应用于UWB环境中时，任何过于简单的调制方式都会遇到严重的问题，传统的无线电的功率都应该比较小。下面我们来讨论其中的原因。

考虑一个周期脉冲序列，即时间上均匀间隔的一序列相同的脉冲。如果我们用一个周期与脉冲序列相同的正弦信号乘以脉冲信号，则连续脉冲对积分的贡献是完全相同的(如图2-39a所示)；如果我们用某些随机不对称的正弦信号乘以脉冲信号，则各个脉冲信号对积分的贡献随机变化，而且相加之和只是一个很小的值。图2-39b给出了周期性脉冲序列频谱的结果，表明其频谱在脉冲序列频率的整数倍的频点上出现波峰。由于任何一个波峰都可能落在传统无线电频带内，因此必须降低所有脉冲的能量，或者降低波峰的幅度，缩减UWB无线电波的范围。

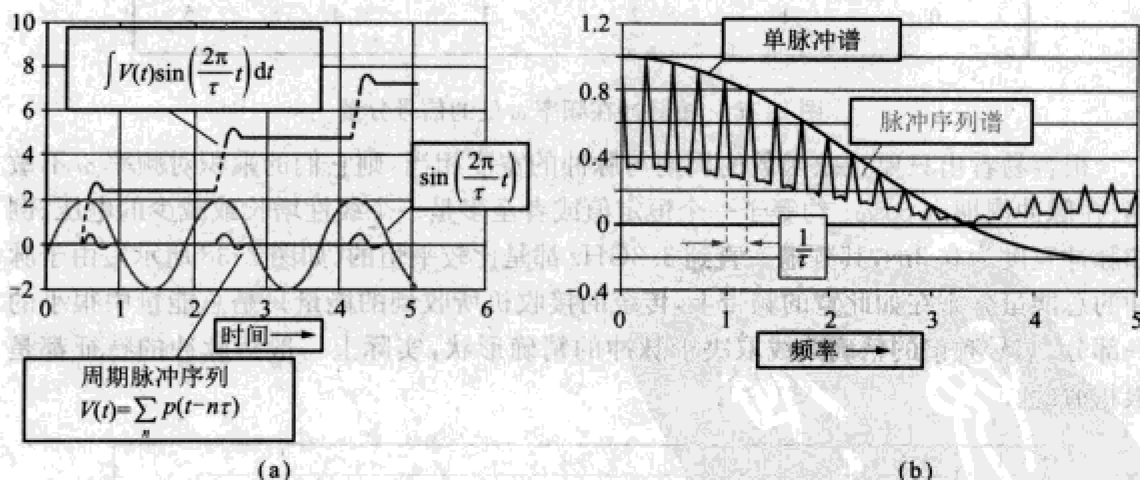



图2-39 周期脉冲序列的频谱

虽然脉码调制流与简单的周期脉冲流不完全一样，由于脉冲随着接收数据的随机变化出现或者消失，频谱中将仍然存在波峰，限制了UWB无线电波的发射功率。幸运的是，有几种方法可以平滑频谱中的波峰，使得处理后频谱与单个脉冲的频谱相似。

一种简单的方法称为双相调制(biphase modulation)，在这种方法中，将1和0分别用正负脉冲来编码。很容易看出对于随机或乱序的数据，图2-39a中的积分值为0而不会累计，这是因为每个脉冲对积分的贡献都会与之前一个脉冲对积分的贡献相抵消。通常而言，如果数据序列是真正的随机序列，则会发现脉冲序列的频谱会非常平滑，当数据流接近完全随机时，其频谱趋近于理想单脉冲的频谱。双相位调制在某种程度上是BPSK的推广，而且保持着BPSK的简单和噪声鲁棒等良好性质。

双相调制可以被看作每个数据位乘以一个由+1或−1构成的简单随机序列。伪噪

声编码双相调制小波是双相调制的一种推广。这个复杂名字的含义是每个数据位不再只是乘以一个简单的值，而是乘以一个长脉冲序列，这个序列需要选一个看起来“随机”的序列，虽然其随机噪声的频谱能够用某种确定性的算法得到，因此该序列只是一个伪随机序列而已。这种新的调制方式避免了由“不恰当”数据(特别长的1或0串)产生的谱线，而且保持了双相调制的优点。

另外一种消除谱线的方法称为抖动法，即相对于脉冲的周期(伪)随机移动脉冲的位置。随着平均偏移幅度的增加，与接收机的同步更难了：接收机如何才能识别出脉冲的正常位置并从正常值中提取出实际的位置以获得偏移量呢？

无论是在伪噪声编码双相调制还是伪随机抖动序列中使用非常长的序列，解调出来的信号功率都非常低。前一项技术在接收机中使用了扩频方法和扩展增益法。其核心只是采用了一种平均技术，伪随机等价于反复重发一个相同的信号，并将结果求平均以提高信噪比。这种方法的优点是扩展增益与数据实际需要带宽和传输需要带宽的比值成正比。例如，假设我们采用带宽1GHz的UWB通信传送10kbit/s的数据流，则扩展增益为$(10^9)/(10^4)=100\,000:1$。这就等效于说，反复发送相同的数据100 000遍然后取平均，噪声和干扰均值为0，且期望信号增长。通过使用扩展增益，我们能够使用其他通信方式无法感知的微弱功率电平，而且仍然能够获得足够的信噪比。

然而，注意到如果我们提高数据率，扩展增益将会降低；达到极限情况数据率为1Gbit/s时，将根本没有扩展增益。而且，与采用通信方式类似，当数据率的倒数与环境中的传播延迟相当时，脉冲通信也会遇到多径问题。例如，在室内环境中，我们期望的传播延迟大约在几十纳秒量级(如表2-4所示)，很容易将由时间间隔为1μs左右的脉冲构成的数据流解调出来。正如在常用的无线电波中那样，我们不会为几个回波(例如延迟为5ns、10ns或者20ns的回波)烦恼，因为我们知道这些回波都不是真实的数据脉冲。事实上，我们能够利用这些回波对脉冲做解码：这种方法称为Rake接收机，用总接收信号与期望信号的一组不同延迟信号做相关，每一项分别乘以一个由经验确定的恰当系数，将信号的不同延迟相加以获得发送信号的最佳估值。然而，如果我们希望将数据率增加到100Mbit/s，将要求每10ns有一个数据脉冲，可以预期到会出现无法区分发送脉冲与其回波这样严重的问题。

用于UWB脉冲无线信号的接收机与常用无线通信接收机的不同之处将在第4章中详细介绍。UWB接收机能够用一组由超低分辨率(1位或2位)ADC组成的相关器构造而成。实质上，第$k$个相关器的任务是试图确定在每个可能的时间偏移$t_k$点是否会出现脉冲，而无需确定组成脉冲的尺寸和详细特征。这种类型的UWB接收机适合于用互补金属氧化物半导体(CMOS)电路实现，这是因为接收机由大量并行电路单元组成，而每个单元要求速度快但并不要求非常准确。在传统的无线电通信中，相关器不需要非常线性，且如果使用大的扩展增益，则对准确性要求也不敏感。

总而言之，脉冲无线电是一种新的非常有趣的无线通信方法，虽然不需要全新的理论来解释这种方法，脉冲通信颠倒了频率和时间的正常关系，因此导致了用于编码、

传输和检测的最优方法的差异。

脉冲无线通信并不是唯一可能实现 UWB 通信的方法，注意这一点是很重要的。我们将在第 3 章中介绍其他方法，具体包括超快速 FFT(FFFFFFT) 以及宽带 OFDM 机制。

## 2.4 无线链路概述：系统、功率、噪声和链路预算

### 2.4.1 链路的定性分析

现在我们知道无线电必须传送一个以某个已知频率为中心的调制信号，还需要以足够高的信噪比接收，以保证解调信号在大多时间内解调正确。让我们使用这些知识来了解如何在发射机和接收机之间满足设计需求。

图 2-40 描述了构成无线链路的基本单元，发射机(transmitter) 根据输入信号来调制载波，并产生足够大的输出信号。发射天线(transmitting antenna) 将输出向接收机方向传播的电磁波。然而，环境会将质量良好的信号完全搞乱。

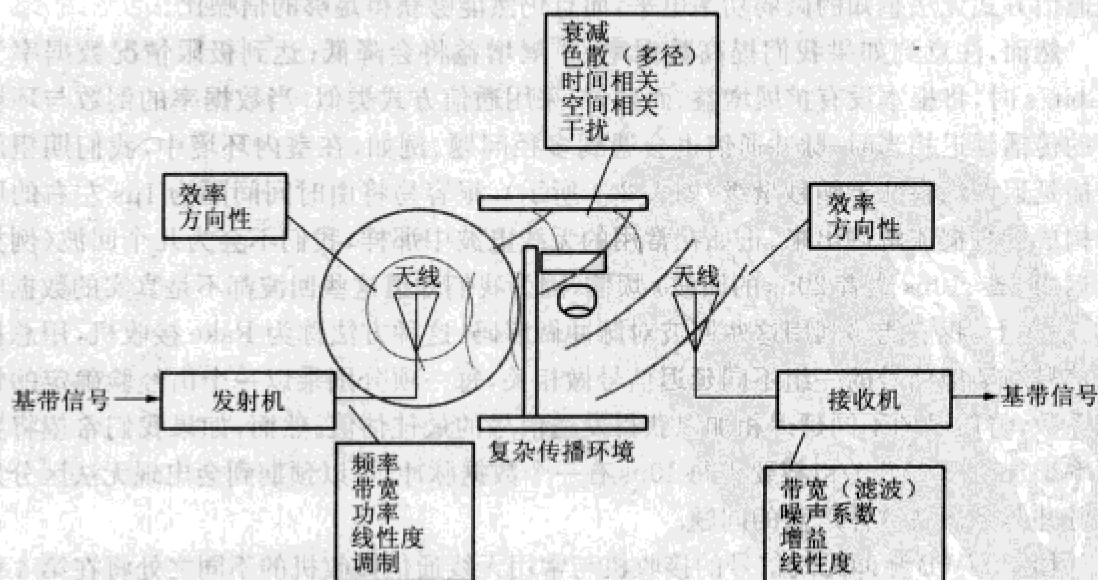



图 2-40 无线通信链路组成

接收天线将电磁波以及环境中的大部分垃圾(杂波) 转换为一个电压，接收机滤波器、放大器以及解调器将其恢复为与原始信号相似的信号。以下简要地介绍链路上的各个组件。发射机必须工作在期望的频率上，对于相同的百分比带宽，高频能够提供更多的绝对带宽(因而能传送更多的数据)，而且能够使用更小的天线。然而，需要更高级更昂贵的组件。频率的选择通常受法规、成本以及机械安装限制等因素的约束。发射信号的带宽必须足够大，并结合期望的信噪比来实现希望达到的数据率。但是频率的选

择要受到法规的限制。此外，特定用户可用的频段通常分割成几个分离的频带，即通道化(channelization)，这也限制了频率的选择。例如，802.11b 工作在从 2.4GHz～2.483GHz 的 ISM 频段上。因此总带宽为 83MHz。然而，可用带宽被分割为三个互不干扰的 25MHz 的频带，使得在同一位置能够存在三个互不干扰的网络。在每个信道内，实际的信号能量包含在 16MHz 宽的频带上，数据率能够达到 11Mbit/s。发射机能够设计成几种不同的架构，实现频率转换功能，用于将数据加载到载波上。数据对载波的调制可以单步(直接变频发射机)或者多步(超外差发射机)实现。已调制的信号必须放大到需要的发射功率。功率越大能够提供越好的信噪比，因此能够达到更高的数据率或者更远的作用距离(或两者同时提升)，但是组件也会更加昂贵且消耗更多的直流功率，这将影响手持设备电池的寿命。总输出功率通常受规章限制。发射机必须发送适度不失真的调制信号：这要求好的线性度。失真信号将会在不需要的频率上包含信号分量，有可能落在接收机用的信道或者频带之外，将会与其他无线电波产生干扰。调制方式的选择需要在数据率、线性度以及抗多径能力几个指标之间进行折中。

在消耗能量和生成发射信号后，显然希望将信号高效地转换为无线电波。大天线的效率通常接近于 1，且如果天线的电尺寸远小于发射或接收信号的波长时效率会下降。然而，天线的尺寸是受应用需求约束的，而与波长没有很大的关系：例如，个人计算机无线卡上的天线必须包含在无线卡内，因此受卡的尺寸大小限制，虽然尺寸大一些的天线能够工作得更好。

天线在各个方向的辐射并不是均匀的，也就是说具有方向性。如果你不知道接收机在哪个方向，则最好使用全向天线；如果你不知道电磁波传播的确切方向，则可以使用高方向性的天线，但是高方向性天线物理尺寸比较大不方便。自适应或“灵巧”天线以增加额外的复杂性为代价，能够利用方向性来使到达接收机的功率最小。

“天线”必须接收发射机发出的信号电压，而不将输入功率反射回去：即需要与发射机阻抗匹配。典型地，这种匹配只能在一个有限的带宽上获得，该带宽应该至少比天线工作频带要宽。天线必须在物理上足够的强壮，以适应各种复杂工作环境：PC 卡天线应该能够在冷、热、风、雨和雪等环境中承受摔打和撞击并且可在室外安装。最后，还需要考虑美学：例如，八木天线(见第 5 章)便宜而且效率高，但比较难看，通常用塑料包裹着。

无线电通信的性能受发射机和接收机所处环境影响很大。在自由空间中，接收功率随发射机与接收机之间距离的平方成反比，且应该保持总能量守恒。因此，距离接收机 1km 处接收到的功率比 1m 处接收到的功率要小 100 万倍。而且，事实上事情还要更加复杂。在室内，电波将会遇到墙、地板、天花板、管道、人体的反射和吸收、小物体的散射，来自其他无线电波及无意发射源(如微波炉)的干扰。在室外环境中，除了来自建筑物的反射和吸收外，此外还有地球陡峭的表面和江河湖海。电磁波会受到汽车、卡车的散射，雾和暴雨的吸收。最终的结果是接收到的电波会严重地衰减、延迟和复制，且会

混入其他干扰信号，所有这些信号都必须从接收机中剥离出来。在滤出感兴趣的频带后，接收机开始它的工作。这一过程滤出大部分的干扰信号，这些干扰信号无法为天线的有限带宽所抑制。这个信号然后被放大，最初一级放大将确定接收机最终的噪声系数。接收机也可以使用单级直接变频或多级超外差架构。接收机的增益（即接收电压与交给ADC的电压之比）必须足够大以使对于给定分辨率的ADC能够忠实地将信号变换为数字信号。提高总增益的代价通常并不昂贵，而且并不会限制接收机的性能，但是需要注意的是，接收信号的强度变化范围非常大，可以在几个数量级，因此增益也必须随着调整，避免后级输入改变过大或者过小，以适应ADC的动态范围。

成功的无线通信链路要求的所有任务都必须在严格的真实世界约束中执行。为保持低成本，无线通信电路板会使用尽可能便宜的电路板材（通常用FR4）。而将尽可能多的元器件集成到CMOS电路中，并根据成本来权衡大量使用便宜的外围分立元件（如电阻、电容和电感等）。低成本的无线通信仅仅需要足够的线性度满足规范，相对于理想接收机中等的噪声系数。对附近的干扰源，滤波器仅仅要求能够提供一般的抑制功能。

专用的无线电发射设备在交付商用买卖之前，必须通过美国FCC的认证，或者符合其他合法组织合理的规范。规范通常会限制传输频率、总功率，以及允许使用的辐射频带。对于不限制使用的频带，也通常会对调制方法以及其他使得对带内其他用户干扰最小的规则进行约束。

许多应用对尺寸也会施加严格的限制。便携式电脑附属的无线设备必须适合安装在PC卡（PCMCIA）内，通常的代价是使用不足的天线；个人数字助理（PDA）更是将无线部分限制在一个紧凑型闪存记忆卡（CF卡）大小的空间里。消费者使用的无线通信设备必须简单易用且安全。便携设备要求电池使用时间要长，限制了发射功率和接收机的灵敏度。虽然没有明显的证据表明无线电波对周围存在安全问题，但越靠近发射机功率电平越高，且越发需要考虑用户的健康。要求设计天线时应把尽可能小的功率发送到用户人体。此外，产品必须考虑散热并保证在高温环境下正常工作，机械和电气上都要求产品能够在现场可靠工作很多年。对于消费产品，需要满足以上所有约束并尽可能地降低所有单元的成本。

构建一个高性能低成本的无线链路的关键是尽可能多地使用现成的数字知识产权。无线链路是复杂、时变的和不可靠的。数字硬件和协议使用调制、编码、纠错以及自适应操作来弥补传播媒质的局限性，理想情况下能够达到与有线链路相当的性能。

### 2.4.2　定量计算

系统或无线通信设计师需要做的不仅仅是尽可能让组件物美价廉，还必须能够计算什么能工作什么不行。在系统一级，链路预算的估算是最基本的计算：对于给定的发射功率、接收机噪声以及使用的调制方式，传播损耗允许为多少但仍然能满足协议的

精度要求。为做以上计算，首先需要了解几个定义。

对于电阻负载，一个单频时谐信号的耗散功率 $P$ 与信号的电压值成正比，这一点和直流情况是一致的，只是比例因子常数除以 2。

$$V(t) = v_0\cos(\omega t) \to \langle P \rangle = \frac{v_0^2}{2R} \tag{2-15}$$

为避免额外的系数 2，一些学者定义了均方根(RMS) 电压如下

$$v_{rms} = v_0/\sqrt{2} \to \langle P \rangle = v_{rms}^2/R \tag{2-16}$$

在无线电实践中，常用的与功率电平相联系的负载电阻取为 50Ω，而且当负载阻抗没有特别说明时，都可以安全地使用这个值。其实历史上 50Ω 是为同轴电缆的阻抗选取的一个折中值，恰为最佳功率(约 30Ω) 和最低损耗(约 75Ω) 的中间值。然而，需要注意的是电视系统中电缆的功率电平和损耗低是很重要的，因此电视系统中的同轴电缆的阻抗仍然继承历史上的 75Ω。

无线电工程中遇到的功率电平的范围是非常大的：发射功率可以大到几瓦，而接收功率可能小到阿瓦(即 1/1 000 000 000 000 000W)。将如此微弱的信号放大到能够用于数字变频，要求系统的增益需要达到百万甚至几亿的量级。此时，用对数表示增益就变得十分方便。

增益通常用对数的 dB 值来度量(dB 这个符号可以回溯到电报的发明人：亚历山大·格海姆·贝尔)：

$$G(\mathrm{dB}) = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_2}{P_1}\right) \tag{2-17}$$

这样，10dB 表示增益为 10，而 3dB 表示(非常接近)2 倍。

对数函数的变量是没有量纲，为用对数来表示功率，必须寻找一个参考功率电平作为除数。在无线电实践中，比较普遍的是选取 1mW 作为参考。相对于 1mW 的对数功率称为 dBm：

$$P(\mathrm{dBm}) = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_2}{1\mathrm{mW}}\right) \tag{2-18}$$

偶尔也会遇到其他单位：dBmV 为相对于 1mV 的对数值，但它是表示功率的单位而不是表示电压的单位；有时也会用到 dBμV(参考值 1μV)。从 dBmV 转换为 dBm 只需减去 49dB 即可。

定义对数电压和电压增益时按惯例会乘以 20 而不是 10。这一定义使得无论是将电压还是功率带入到公式中得到的增益值都是相同的，但是会导致在将 dB 值转换成数值时出现不确定性：在转换之前必须知道是电压还是功率以确定 10dB 表示的是 10 倍还是 3 倍。表 2-5 给出了一些使用对数定义用于时谐信号的例子。值得注意的是，1mW 本身是一个非常小的功率，在 50Ω 负载系统中可以很容易地表示为 0.32V 峰值。

表 2-5 一些功率电平和对应电压的例子

| 功率(W) | 功率(dBm) | 峰值电压(V) | RMS电压(V) |
|---|---|---|---|
| 1 | 30 | 10 | 7.1 |
| 0.1 | 20 | 3.2 | 2.2 |
| 0.001 | 0 | 0.32 | 0.22 |
| $10^{-6}$ | −30 | 0.01 | $7.1\times10^{-3}$ |
| $10^{-12}$ | −90 | $10^{-5}$ | $7.1\times10^{-6}$ |

至此已经多次间接提及噪声的重要性，但还没有说到它的由来或大小量级。电噪声有多种可能的来源，但是在对于大多数数字通信所关心的频率点上，我们需要考虑对噪声的首要贡献者是由电阻性负载在有限温度上产生并且是普遍存在的热噪声。生成这种噪声的物理根源与不在绝对原点的任意物体都存在黑体辐射的原理是相同的：根据统计力学中的能量均分理论，一个在有限温度上的经典系统的所有各个自由度包含相同的能量，量级为 $kT$，其中 k 为玻尔兹曼常数($1.38\times10^{-23}$J/K，但是不用担心，本书中将只使用一次，尽可以忘记它)，$T$ 为绝对温度，单位为开尔文，在用摄氏度表示的温度上加273就可以得到。(注意以上关系只在能量级别远小于 $kT$ 时才成立，否则必须用费米或博斯一爱因斯坦统计理论，这样会变得更加复杂。因此，关于微波频率的电噪声的表达式不能推广到工作在几百太特兹的光纤系统中。)

由于电阻电压是电阻自由度中的一维，我们必须预期电阻是否在有限温度上，将出现微弱的热噪声电压。在微波频率上，功率的大小实质上与频率是不相关的(对于爱好者，这是普朗克分布的低频限制)，因此可以比较方便地用每赫兹带宽的噪声功率来描述噪声。均方电压为

$$\langle v_n^2 \rangle \approx 4kT[BW]R \tag{2-19}$$

因此，提交给匹配负载的功率(负载阻抗 = 源电阻 $R$，因此负载上会分担一半的电压)为 $kT$[BW]，与电阻值无关。功率电平在室温等于 $4\times10^{-21}$W/Hz 或者 −174dBm/Hz。这是一个非常重要并值得记住的数字：它表示在室温条件下有限阻抗 50Ω 来自任意源进入接收机的最小噪声，比如天线接收一个信号时。也就是说，任何室温条件下接收机的噪声都不可能比 −174dBm/Hz 还要好。

这表示有多少功率用于实际有用的带宽？在 1kHz(这是某种类型的蜂窝电话所使用的带宽)内热噪声为 −144dBm。在 1MHz(接近 WLAN 所使用的某种通道带宽)内热噪声为 −114dBm。概括地说，接收机收到的功率必须大于这个值才有可能将有用信息抽取出来，虽然采用某些特殊的技术，比如以降低数据率为代价，也可以在接收功率小于噪声的情况下抽取出信号。真实的无线电波增加的不只是少量的热噪声。测量持续的噪声以确定其对信噪比的影响。接收机的噪声因子定义为输出和输入信噪比的比值，并用于表示持续噪声的影响。噪声因子的对数就是众所周知的噪声系数，噪声系数使用的方便之处在于对于接收机可以简单地将热噪声下界与等效噪声下界直接相加。

例如，我们希望用一个噪声系数为3dB的接收机考查1MHz宽的无线信道，则等效噪声下界为(−114＋3)＝−111dBm。

在前面曾经注意到理想情况下，发射信号随着接收机与发射机之间距离的平方倒数降低。让我们花点时间来定量分析路径损耗与距离和接收天线之间的关系。假设此时发射天线为良好的全向天线，均匀得向所有方向发射功率。(这样的天线实际上是不可能造出来的，但是任何远远小于波长的电小天线都近似具有这样的属性。)进一步假设接收天线能够捕获所有碰撞到等效面积 $A$ 上的能量(如图 2-41 所示)。收集到辐射功率的一部分(路径损耗)恰好是面积 $A$ 与距离为 $r$ 处的球的表面积。在第 5 章中我们将证明这一面积与天线的方向性特征相关，但在这里我们只是表述一个似是而非的数值。如果发射天线实际上是一个有方向性的天线(而且指向接收机)，则能够接收到更多的功率。天线的方向性用 dB 来度量，全向天线或者用 dBi。对于理想效率的天线(效率为 100%)，接收功率为全向接收功率与天线方向性 dBi 的和。(在第 5 章中我们将更加详细地描述方向性。)

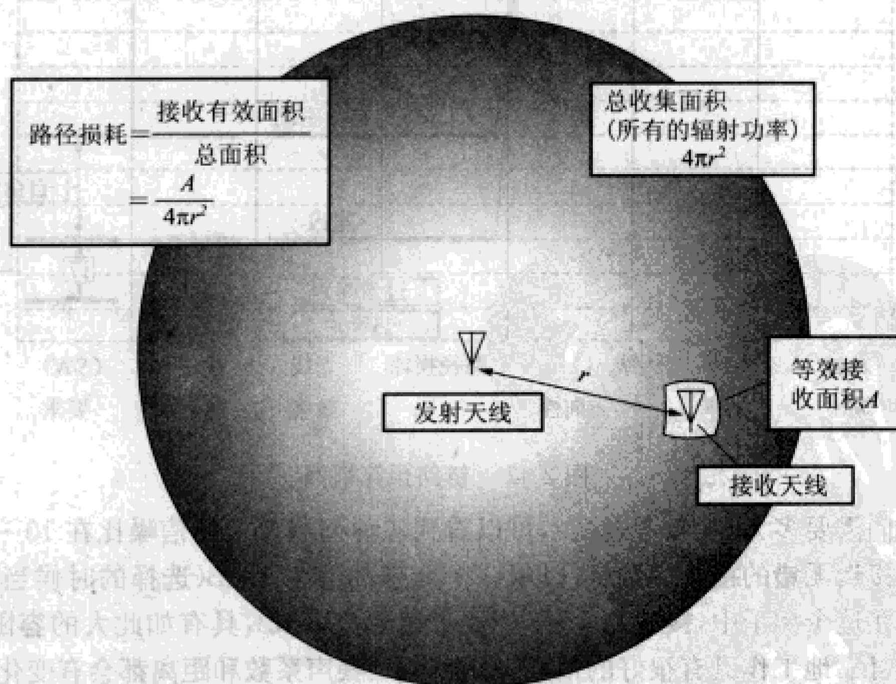



图 2-41 自由空间中全向发射机的路径损耗

现在已经能够为一个不确定的无线链路做链路预算，计算过程如图 2-42 所示。我们设频率为 2.4GHz，虽然此时做这样的选择没有明显的效果。发射功率为 100mW 或者 20dBm，对于高质量的 WLAN 客户卡和接入点都会是一个合理的功率。在这里，我们假设发射天线和接收天线的效率都为 100%，即能够向或从电磁波媒质交付或接收所有的功率，真实的天线是不可能达到这样理想的品质的。我们可以允许发射天线具有一点方向性(3dBi)，因此接收信号将会比一般均匀值增加 3dB。令距发射机 60m 的接收

天线的等效面积为 25cm²。(在第5章中我们将会发现该值对应于一种有方向性的接收天线。)把它们放到一起,我们发现自由空间的路径损耗大约为 73dB。考虑发射天线的方向性补偿,则接收信号为(20dBm－73＋3)＝－50dBm,或 10nW。

看起来似乎并不大,但是回想一下并与噪声的强度量级做比较。Wi-Fi 的 16MHz 通道中的热噪声为－102dBm。因此,如果为理想接收机,通信链路的信噪比为(－50－(－102))＝52dB。真实接收机的噪声系数大约为 5dB,因此真实的噪声下界为－97dBm,信噪比降至 47dB。

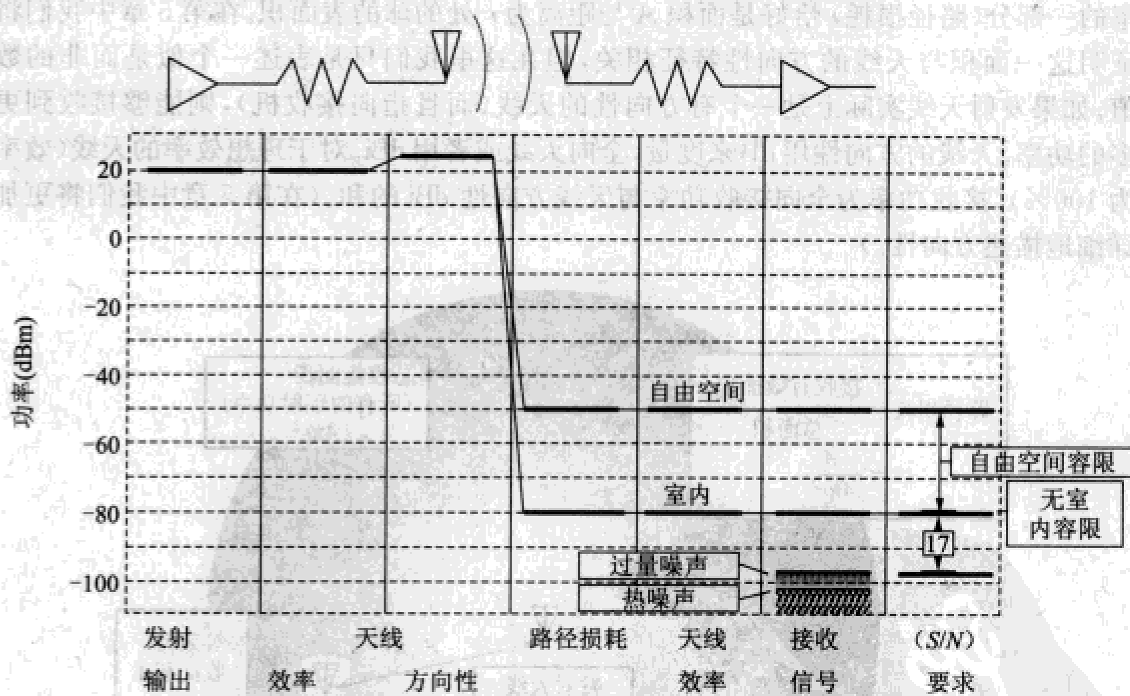



图 2-42 链路预算举例

而我们需要多大呢?参考表 2-2,可以看到各种调制要求的信噪比在 10～25dB 之间以获得接近无错的接收。我们可以取一个合理的值为 17dB(选择的时候当然对数进行取整)。在这个例子中,接收的 47dB 比要求值要高 30dB,具有如此大的容限,我们对这条链路可靠地工作具有很好的信心,尽管功率、噪声系数和距离都会有变化。

不幸的是,在真实的室内环境中,路径损耗变化的范围很大,但也不会出现室内 60m 处路径损耗高达 103dB(显然精确值已重新选择以得到一个整数)。在这种情况下,接收信号会降低到－80dBm,信噪比为 17dB,已经根本没有链路的容限。没有容限的链路至少在一半的时间内无法达到要求的指标。在实践中,无线通信试图通过"屈服"于选择对信噪比要求不那么高的调制方式来适应环境,这也意味着只能实现较低的数据率。

不管自然和人类对链路如何不断地施加干扰,系统设计师的目标是确保每个链路有足够的预算以达到在要求的数据率上可靠的传输数据。

## 2.5 小结

现在让我们扼要地概述一下本章的要点。无线通信系统的目标是使用传播的电磁波来发送信息。电磁位是共享通信媒质的基础，因此必须采取某些措施使得许多用户通过复用在媒质中共存。最基本也是几乎最通用的复用方式是根据频率界定辐射。然而，为发送信息，电磁波必须被调制，对于给定数据率得到一个有限带宽室外信号，因此在不同应用和用户之间可以共享有限的频谱。可以根据每个符号要传输的信息量的不同、适应噪声的能力以及抗多径效应的能力来选择调制技术，然而无论使用哪种调制技术，在单个有噪声的信道中可传输信息的最大容量都无法大于香农极限。本章中，我们考查了两种当前无线世界中兴趣不断增加的调制技术：OFDM和脉冲无线通信。

我们定性地回顾了如何构建一个能够工作的无线网络。一旦知道要求的数据率和调制方式，就可以确定需要的信噪比。进而就可以考查给定的无线链路是否能够在指定频率上通过预期的路径传输的期望质量的信号，而无需考虑设备和环境中不可避免且无法控制的随机变化。

## 2.6 补充读物

调制

**Digital Modulation and Coding**, Stephen Wilson, Prentice-Hall, 1996：包括当概率和信息论应用于数据通信时的一个很好的介绍。

**Information Transmission, Modulation, and Noise** (4th Edition), Steven and Mischa Schwartz, McGraw-Hill, 1990：全面、可读性好，但内容有些过时。

OFDM

"Implementing OFDM in Wireless Designs," Steve Halford, Intersil; tutorial T204, Communications Design Conference, San Jose, CA, 2002

UWB/Pulse Radio

"Efficient Modulation Techniques for UWB Signals," Pierre Gandolfo, Wireless System Design Conference, San Jose, CA, 2003

# 第 3 章 无线局域网基础

## 3.1 各种规模的网络

虽然本书主要是关于电压和波形信号的，为了本书的自包容起见，我们还简要介绍了网络互联及各种无线局域网技术的主要特征。在本章读者将看到第 2 章涉及的概念是如何应用于无线方式的数据传输中的。

我们仅作最必要的介绍，且主要集中于本章的主题——无线收发数据相关的方面，而忽略帧格式、实体管理和其他网络实现方面的问题。

自 19 世纪电信技术发明以来，数据网络就以各种形式存在。然而，只有在计算机与其他数字化设备大规模使用后，数据网络的使用才变得广泛。今天，网络已经无处不在，而因特网使得世界各地的计算机彼此互联起来。

我们可依据物理距离来划分不同的数据网络。不管是从技术上，还是从实用角度看，物理距离都是很有用的指标。信号传播速度不能超过光速。因此随着网络覆盖范围的增大，延迟也将同时增加（此处延迟即两个站点间传输一位数据的最少时间）。延迟对网络的设计与运行有很重要的影响：如果发射机需要很长时间等待消息的回复，那么它就应该单次传输大块数据（多个报文）。否则，传播媒质将在大部分时间内均处于等待确认即空闲状态。长链路要求很低的误码率，因为此时纠正错误的耗时较长。短链路则不同，由于耗时不长，它完全可以发送完报文后再等待确认。不同规模的网络具有明显不同的使用与商业特征，小型网络的使用者通常就是其拥有者，而大型网络则由专门的服务提供商负责管理，他们本身可能并非这些网络的主要用户。

具体而言，根据网络规模我们可将网络分为四类：

- 个域网（PAN）：个域网用以连接相距不远的设备，其距离只有数米。正规地讲，连接单个发射机与单个接收机的单个数据构成一个链接，而不是一个网络，例如桌面计算机与外部调制解调器的连接是数据链接而非数据网络。然而，很多复杂的电缆系统如计算机系统的接口技术，允许多个站点同时共享使用同一线路，此时就可将之视为网络。最近提出的无线个域网技术 WPAN，已经能够解决当前各种电缆并存的混乱局面。虽然 WPAN 中的一些技术（如 5.1 节中讨论的

蓝牙）支持音频流，有线个域网仍主要用于数据传输。

- 局域网(LAN)：局域网用以互联单个机构内的计算机，最初仅限于一个房间内或较小的建筑物内，后来扩展到更大的机构或多个校区的校园内。LAN的作用距离可从几百米到几千米。它们通常为其用户所拥有和使用，如私人公司、家庭或政府机关等。它们主要在室内使用，最初仅用于数据传输，而最近的VoIP技术使得局域网也可支持音频服务。以太网(见第2章）是目前最流行的局域网技术。
- 城域网(MAN)：城域网用于互联一个城市或聚居区内各建筑物和机构内的计算机。从历史沿革及技术上看，MAN与LAN都存在显著区别：LAN因计算机用户社区为数据传输的需要而发明，而MAN则主要源自电话网络。这些电话网络主要传输同步的音频流。一般而言，MAN的拥有者为本地电话服务商(当地主要的电话公司）或其竞争者(其他有竞争力的电话公司)。它们通过大量的馈电线连接到少量的电话交换中心并进行流量聚合。目前许多MAN都属层次式结构，都采用了快速发展的同步数据传输技术。T1(美国标准）使用铜双绞线能够提供1.5Mbit/s的数据率，是目前连接到MAN的最常用和最主要的线路。在一个大型的交换中心，可能有成千上万条T1线路。T1与T3 (45Mbit/s) 进一步聚合到更快的连接，如采用同步光传输技术的OC-3(155Mbit/s) 和 OC-12(622Mbit/s)，等等。传统的MAN可同时支持数据与音频的传输。
- 广域网(WAN)：广域网提供不同城市甚至不同国家之间的通信能力。它们主要源自20世纪中叶的长途电话服务，因此也通常为这些长途电话服务商及其当前的继承者或者竞争者所拥有。几乎所有的长途电信服务均采用光纤，如OC-12(622Mbit/s)、OC-48 (2.5Gbit/s) 和 OC-192(10Gbit/s) 等。OC-768 (40Gbit/s) 自2004年也开始投入使用。WAN的连接跨洋过海，完成世界范围内的数据与音频传输。与WAN相对独立地演化而来的因特网在20世纪90年代后期的爆炸性增长使得传统的WAN与LAN在其应用社区、商业运营及标准等的区别变得模糊。

简而言之，PAN与LAN是小型网络而MAN与WAN则属于大型网络。前者提供最好的短距离传输服务，对成本敏感。后者提供长距离的可靠服务，对质量敏感，在成本上有竞争力。本书关注小型网络及其从有线到无线的演化。

不论规模大小，这些网络都具有一些共同的特征。一个消息(数据网络中为报文）必须设置指向的目标站点。消息本身的格式亦必须能为目标站点所识别。消息的传输需要访问一些物理媒质。传输中的错误必须被纠正。按分层方式组织完成这些行为，有利于网络的设计与运作。应用层在最顶层使用网络服务。网络层提供对应用层的支持，处理指向目标节点的路由问题。链路层负责两点间的数据传送，并完成物理媒质(有线或无线）访问控制，即以接收端可识别的格式在发送端打包报文并生成相应的电信号，在接收端负责读取所接收报文。(值得注意的是，错误纠正作为网络的重要功能，可在任何一个层面执行，甚至可能在多个层面同时存在以获得较好的传输效果。)

层次式网络结构的代表是OSI开放系统互联模型。图3-1给出了一个OSI协议栈的简单视图，链路层采用WLAN。这种结构与上述的需求是相统一的。尽管可能为了在复杂网络中提供更全面的功能，还需额外添加一些层次。

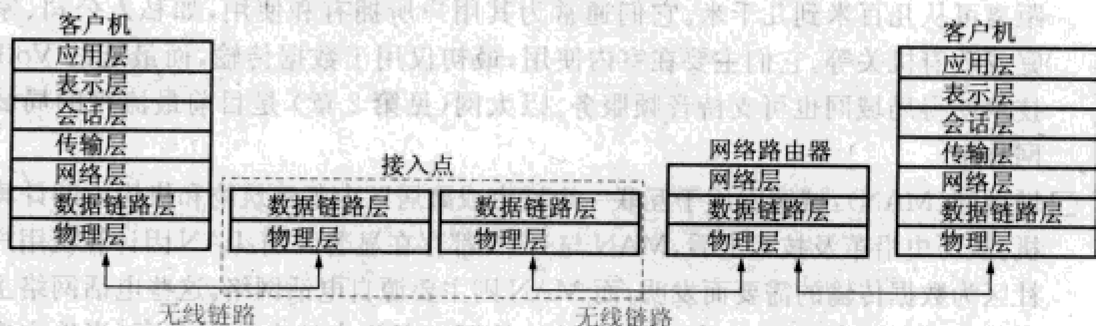



图3-1　OSI协议栈，图中是典型的802.11基础结构网络

IEEE的标准中将数据链路层进一步划分为逻辑链路控制与媒质访问控制(MAC)上下两层。在本书中我们主要关注链路层(本章)和物理层(剩下各章)。逻辑链路控制层集中考虑上层的需求，实际上在很多WLAN技术中，该层的工作与有线LAN完全相同。因此我们不再进一步讨论它。MAC层与无线媒质的高效使用密切相关，因而得到了相关人员的热切关注。

## 3.2　从LAN到WLAN

计算机通过LAN互联后便可交换数据。目前最流行的LAN技术是以太网，它首先由施乐Palo Alto研究中心的Bob Metcalfe于1973年发明，它与该中心关于个人计算机的一系列卓有远见的研究密不可分。以太网是一种异步通信技术：没有给用户分配固定的时间槽，也没有关于媒质访问的中心控制功能。以太网使用了三种技术以减少两个或更多的主机同时访问媒质带来的影响，其中两种技术依赖于站点发送报文时对线路信号的侦听。其一，载波侦听，每个站点在访问媒质前通过侦听确保没有其他站点正在使用媒质。(需要注意的是，事实上大部分以太网使用基带信号，即总线上电压直接对应二进制信号位而非调制后的高频载波，所以其实并不存在所谓载波，何以侦听呢?)其二，冲突检测，节点通过发现不属于该节点发送的信号以确定在其传输期间存在另一个节点也在使用传输媒质。(两者的结合即CSMA/CD，载波侦听多路复用/冲突检测。)最后，随机退避在冲突发生后使用以避免冲突的简单重复：在所有站点均不再占用信道后，有报文发送的站点等待一个随机选择的时间后开始试着访问信道。如果继续发生冲突，站点在下一次访问前将等待更长的时间。这个方法强制在冲突频繁时降低注入网络的流量，从而确保网络可在一个较低的速率上稳定工作，即当网络忙时，以太网会适度地失效。总而言之，以太网是一种无需中心协调调度就能实现多节点共享媒质的MAC层设计的早期实例。

无线站点是移动的,其对无线媒质的访问难以如有线网络中那么容易控制。无线链路的噪声很大,远不如有线链路可靠。无线网络的 MAC 与物理层必须处理大量有线网络中没有或很少出现的问题:

- ❑ 建立连接:无线站点很多时候都是移动的。那么一个无线站点如何让其他站点或固定站点知道它已存在并有加入网络的需求呢?这是一个网络关联的问题。相关的一个问题是便携式移动设备在没有报文传输时需要关闭,以便节能,但同时需要维持其关联状态;网络协调器必须掌握所有设备的状态即唤醒或睡眠,以接受新节点的加入及判断站点的离开。
- ❑ 认证:在有线网络中,站点欲联入网络就必须连接到网管可控的总线上。如果你能进入,那就会被假定为授权的合法用户。而对无线信号传播的控制困难很大(见第 6 章～第 8 章),所以确保接入的站点是认证用户,这一点对一个无线网络而言是非常重要的。同样重要的是,站点所连入的也应该确保就是其所期待的网络而非冒名顶替者。
- ❑ 媒质访问控制:无线媒质由所有(局部的)用户共享。那么谁应在何时传输什么?一个好的无线网络协议应能有效地复用这种共享媒质。
- ❑ 安全性:就算网络拒绝与未通过认证的站点会话,该站点也可侦听到信号。因此,无线网络必须通过加密等手段保护数据。值得一提的是,安全同样能在网络中其他层提供;无线链路层不加密并不意味着不安全,而链路层的加密也不能完全避免网络中其他节点的窃听。
- ❑ 纠错:无线媒质是复杂与动态的,因此难以确保无错传输所有报文。链路层可能需要在接收到正确的 ACK 之后才能确认传输的成功。出错概率很高时报文可能被分段。例如,存在微波干扰时(第 7 章),其峰值与电力线的工作频率(60Hz)同步分段可能是超长报文成功传输的唯一手段。接收端应当能识别并重组分段后的报文。
- ❑ 编码与交错:无线通信中错误难以避免。通过编码,接收端可检测是否出错,从而达到正确通信的目的。编码通常赋予接收端在无需重传下纠正一定程度的错误的能力,即所谓的前向错误纠正 FEC 技术。交错技术通过有效地随机分发信息位,避免了突发错误及干扰,这种突发型错误可影响大量相邻数据位的传输及局部错误的修复。
- ❑ 报文构造:每个数据报文均有一个前缀,它通常包含同步序列以确保接收机能同步发射机的时序。在更复杂的调制模式下,前缀还允许接收机确定载波的相位与频率等。前缀中的信息通常与特定的无线媒质相关。
- ❑ 调制与解调:报文必须首先由位流调制成载波,然后在无线媒质上传送、接收和放大,最后重新转换为位流。

我们现在来看上述问题在现有及未来的 WLAN 与 WPAN 技术中如何得到一一处理。

## 3.3　802.11 WLAN

1985年，FCC发布了新的频谱政策，允许2.4GHz等频段的无授权使用，这些频段以前都针对尚未规划的未来使用而被预留。对使用这一频段的兴趣逐渐增加，到20世纪80年代末，霍兰城NCR具有模拟电话调制经验的研究人员开始设计无线数据链路的工作。最初的实验设计采用了已有的以太网MAC技术。由于在无线网络中没有简单的方法实现冲突检测(3.3.2节将做详细讨论)，研究人员通过规定只要传输后未收到正确的ACK即认为发生冲突，从而启动退避算法来绕开这个限制。在这种方式下，以太网MAC技术仅需做最低限度的修改就可工作于无线链路。这些早期的研究者们意识到标准化对大规模商用是不可或缺的。IEEE因此随即开始了标准化的工作，并在以太网基础上进一步增强MAC层的功能使其能处理许多以太网中不存在而无线网络特有的问题，但同时又继续保持以太网得以成功的关键，即简单性与鲁棒性。因此，这些标准同时继承了原始以太网MAC技术的优点与不足。

IEEE 802工作组主要处理有线LAN与MAN的标准化。IEEE 802.3是以太网的正式标准。IEEE决定无线局域网也作为802工作组任务的一部分并创建了802.11活动小组。该小组于1997首次发布了802.11标准，近年来，又陆续发布了一系列增强性能的802.11标准的变种，下文将会介绍。此外，802工作组内形成的其他工作组也开展了相关的无线数据链路应用工作的研究(事实上，WPAN也是802.15小组活动的一部分)。

802.11标准允许三类物理层：红外、跳频FH和直接序列扩频DSSS。它们均支持1Mbit/s～2Mbit/s的数据率。红外的商业价值很低。(事实上，作者也没有发现任何已生产的产品使用该技术。)一些产品使用跳频技术，而跳频技术本身也在最小干扰下可独立共存网络的数目等方面具有优势。但由于DSSS技术随后在1999年的802.11b标准中扩展到更高速率，因此得到绝大部分产品的采用，我们也只对它进行讨论。IEEE的标准本身非常出色，但许多术语本身却不是它提出的。因此，我们使用经典802.11标准来特指1997年最早提出的802.11标准及后续修订版，并且包括该标准的DSSS变种。因此，我们就可毫不混淆地使用802.11描述802.11工作组的所有标准，包括后来陆续发布的一些标准的初步版本。

### 3.3.1　802.11架构

802.11标准支持两种类型的网络，基础结构网络与独立ad hoc网络。前者通过接入点连接到有线网络，后者完成计算机之间直接的互联。基础结构网络应用最广泛，也是我们主要考虑的类型。从以太网角度看，无线链路仅仅是传输以太报文(即帧，如图3-2所示)的另一种方式而已，如图3-3所示。以太网通常用来完成802.11链路两端的连接。

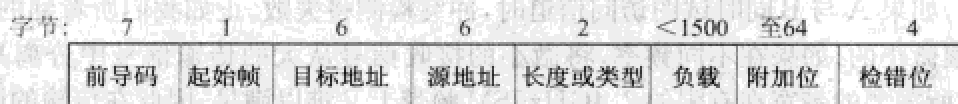



图 3-2 以太网(802.3) 帧(报文) 格式

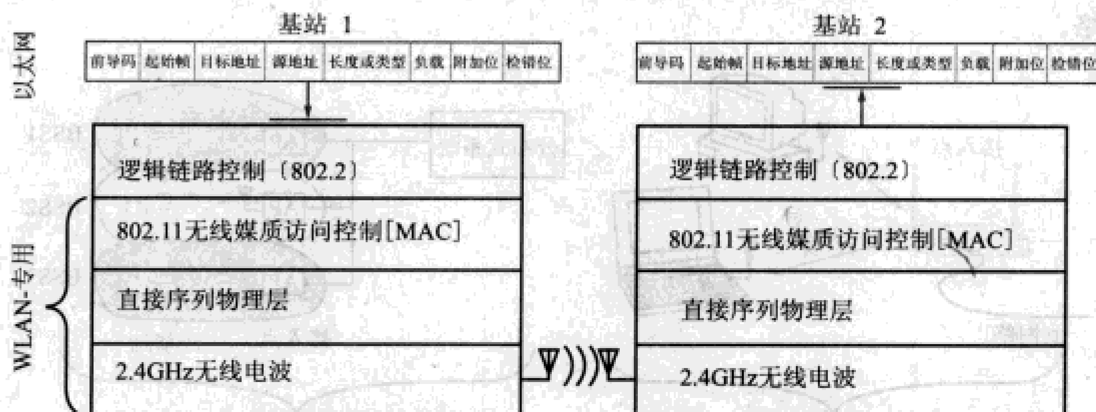



图 3-3 802.11 作为一种传送以太网帧的方法

然而,某些无线节点的移动特性使得包含无线节点的以太网结构与传统的纯有线网之间存在根本的区别。与一个接入点相连的节点组成一个基本服务集 BSS,多个连接到同一有线网络的 BSS 网组成一个扩展服务集 ESS,如图 3-4 所示。一个 BSS 有一个唯一的标识符 BSSID,而 ESS 同样有一个标识符 ESSID,它在所有 ESS 中都是唯一的,且由所包含的 BSS 共享。不幸的是,许多 802.11 产品仅使用术语 SSID,它实际上指 ESSID,但会造成一定的模糊与混淆。ESS 结构提供一个框架,以便处理节点在同一个 ESS 内从一个 BSS 移动到另一个 BSS 的情况。一种理想的情况是节点在不同的接入点移动时无需再次认证或者获得新的 IP 地址,从而使得数据传输可无缝地进行。一个分布式系统将负责跟踪节点位于哪个 BSS 并据此路由报文。然而,所有的 802.11 标准均没有定义如何处理这种漫游。只有在 2003 年 802.11f 接入点间协议 IAPP 发布后,这种分布式系统才有了一个统一非私有的标准。IAPP 使用常用的 TCP/IP 协议与 RADIUS 服务器完成 AP 之间的安全通信,因此移动站点可以重关联及接收转发的报文。在将来,如果这类接入点及配置策略得到广泛应用,802.11 网络中局部漫游有望对用户透明。

### 3.3.2 MAC 与 CSMA/CA

以太网是一种基于电缆的技术,将所有站点连接到同一电缆上并通过限制电缆长度以确保所有节点可彼此侦听,因此站点可检测所有的冲突。然而,在无线网络中,所有站点在所有时间内均可侦听到所有通信的可能性是很低的,这就是著名的隐含终端问题。一个例子如图 3-5 所示:接入点可与站点 A 和 B 通信,但 A 与 B 之间不能直接通

信。因此，如果 A 与 B 同时试图访问信道时，冲突检测将失败。正如我们所看到的，接收信号是很微小的。如果在不同频率，将微小的接收信号从大的传输信号中分离是可能的，但这所需要的带宽在有限的 2.4GHz ISM 频带上又难以满足。因此在传输的同时接收一个微小的信号是十分困难的，代价上也难以接受。对无线局域网而言，冲突检测并不适用。由于我们不能根据载波可靠地判断或检测冲突，CSMA/CD 技术不适用于无线网络。

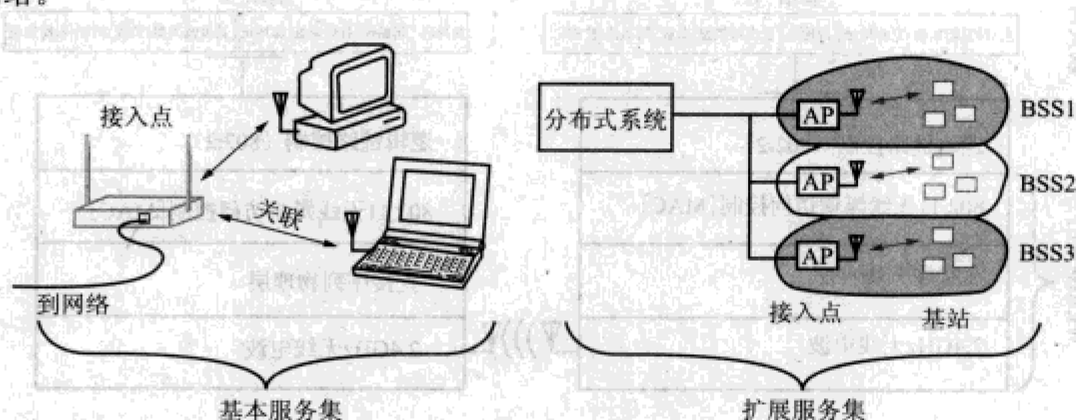



图 3-4　基本服务集(BSS) 与扩展服务集(ESS) 的定义

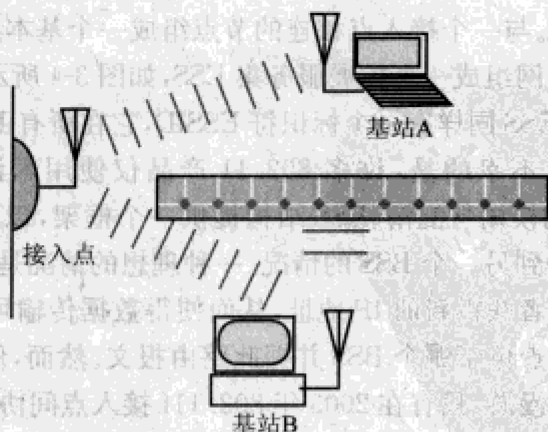



图 3-5　A 与 B 虽为接入点可见，但彼此互不可见

为克服这种困难，802.11 站点使用载波侦听多路复用与冲突避免 CSMA/CA 技术，如图 3-6 所示。所有站点在传输前侦听信道，若检测到信号则认为信道忙，推迟发送。一种虚拟载波侦听机制 —— 网络分配向量(NAV) 可用来进一步降低冲突概率。如果一次交换中的报头持续的时间超过单帧传输时间，例如一个数据帧需要接收端应答时，则在报头中将提供一个 NAV 值，所有接收到该报文的站点将记录该 NAV 的值以及额外的时间延迟，而不管它们在这段时间内能否检测到信号。

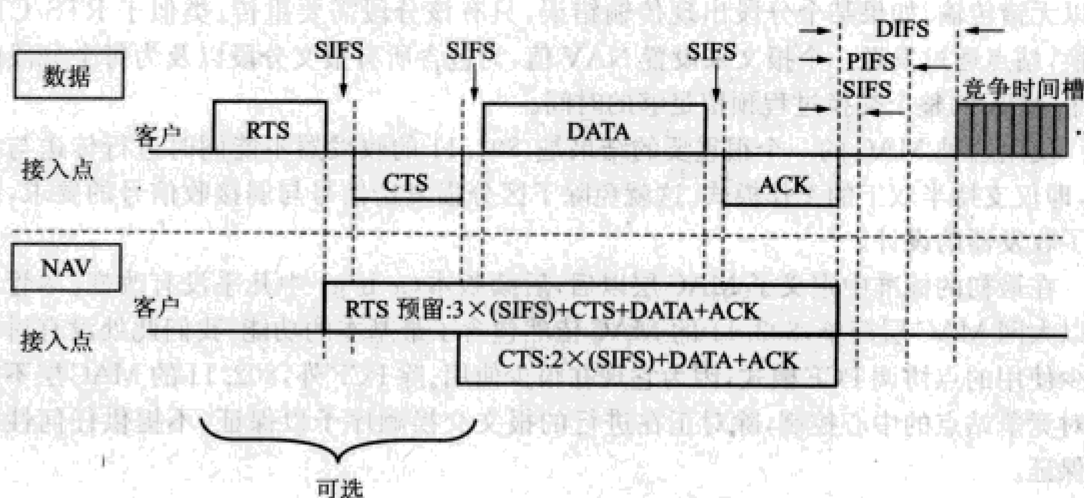



图 3-6 CSMA/CA 报文交换过程实例

对帧间时序的要求(帧间间隔)用于灵活地使用载波侦听机制访问媒质。一旦某一次传输开始，传输站点就能使用物理载波侦听机制通过其他站点侦听到该次传输。一个站点在发送新的报文前必须确保物理载波侦听与 NAV 均指示信道在至少一个分布式帧间隙 DIFS 内一直空闲。帧间间隔相对比较长，因此，允许正在完成交换的站点在一个短帧间间隔 SIFS之后可再次传输，因此接收节点被允许在其他节点抢占信道前占用媒质发出响应报文。报文中的 NAV 值已经包括了响应报文传输的时间。一旦一次交换的所有传输均完成，媒质将被释放至少 DIFS 时间，然后站点在等待一个随机选择的时间槽后若信道继续空闲就可开始新的传输。

由于不能检测冲突，802.11 要求只有在发送站点接收到正确的 ACK 之后才认为传输成功。ACK 接收失败，不管实际原因是信号强度太弱、干扰或冲突，均认为发生了冲突。发射机必须等待信道再次空闲时，并等待一个在更大的窗口内选择的随机数据个时间槽(即以太网中的退避机制)后，若信道继续空闲方可开始重传报文。

当丢包很多时，可通过两个额外机制提升系统性能。首先，在开始数据传输前，发送机(通常是客户端而不是接入点)可发送一个请求发送 RTS报文。它将本节点的访问意图通知给接入点及其他节点，RTS 报文同时包含本次传输报文的长度。接入点在收到 RTS报文 SIFS时间后发送清除发送 CTS报文作为响应，CTS的 NAV 向量预留了数据及 ACK 传输所需时间。该机制的优点在于就算其他节点不能侦听到 RTS，也能感知到 AP 发出的 CTS报文。图 3-6 给出了报文交换的时序过程。交换从客户端的 RTS报文开始，它在 NAV 中预留了整个交换所需时间(数据报文的长度、3 个短帧间空间、1 个 CTS 帧以及 1 个 ACK)。接入点然后回应 CTS 报文，它同时预留剩下的交换所需时间。所有侦听到 RTS 或 CTS 报文的站点均推迟其数据发送。在至少 DIFS 时间内信道上无任何报文传输后，等待发送数据的站点方可使用竞争时间槽传输数据。

其次，分段机制也可提高正确传输的机会。大报文可划分为多个小分段，每个分段

可以无错传输。如果某个分段出现传输错误，只有该分段需要重传。类似于 RTS/CTS 交换，站点通过发送一个报文来设置 NAV 值，为包含所有报文分段以及为每个分段的一个 ACK 的整个交换过程预留足够的时间。

使用这种 MAC 的一个很重要的结果是，802.11 的收发器不能同时进行传送与接收，即仅支持半双工的工作模式。这就免除了区分强发送信号与弱接收信号的要求，简化了收发器的设计。

在最初的标准中定义了 MAC 层以后，后续版本(a/b/g)中几乎没有改变。尽管不如以太网 MAC 层简单，802.11 的 MAC 依然包含了最基本的功能。我们此处没有讨论很少使用的点协调 PCF 模式，因为它现在很少使用。除 PCF 外，802.11 的 MAC 层不提供对竞争站点的中心控制，除对正在进行的报文交换顺序予以保证，不提供任何性能的保证。

### 3.3.3　802.11 经典的直接序列物理层

在彼此不干扰的情况下，为了最大化多个用户对频带的共享使用，FCC 对通信系统进行了严格限制。一个基本的限制是系统不能将其全部能量集中于频带中的一个窄带上，而是必须扩散到大部分频带上，它通常大于数据带宽。因此，用户必须使用扩频技术(相关限制文件见附录 1)。这可将共存系统的干扰降至最低。

跳频技术是一种扩频技术，它以某种伪随机方式工作于许多信道上，它已在 FH 物理层及蓝牙(802.15)的物理层中使用。如果两个相邻收发器工作于不同信道，除非它们偶然选择相同的频率之外，它们之间的干扰是很低的。跳频的缺点是当信道数目很多时，为减少重叠，单个信道的带宽将很窄。FCC 规范中最大带宽为 1MHz，限制了在通常的信噪比下低成本未授权无线链路的数据率(第 2 章已详细讨论了带宽与数据率的关系)。

一个截然不同却更精妙的方法是直接序列扩频 DSSS 技术。它首先为军事应用而生，并在基于码分多址的 CDMA 蜂窝电话系统中得到了应用。DSSS 将相对较慢的数据位(或者更一般的符号位)与更快的伪随机码片(chip)序列相乘，其乘积作为最终的传输信号。从第 2 章可知，信号带宽由 1s 内传输的符号位数目决定，而不管这些符号位是否携带有用信息。因此，DSSS 信号的带宽取决于码片序列速率，它常常大于数据率，从而满足了 FCC 的扩频需求。在接收端与相同码片序列再次相乘后就可还原得到原来的低速率数据。从频谱角度讲，将宽带信号与码片序列相乘就是将所有能量集中于实际数据所占用的窄带上，同时随机化所有窄带干扰并扩散其能量。因此，直接序列码的使用提供了一种扩展增益，它通过智能使用除数据本身所需之外的额外带宽提升了链路累积。

---

① 这是一个令人难以置信的例子，跳频是澳大利亚出生的女演员 Hedy Lamarr 在作曲家 George Antheil 的帮助下发明的(美国专利 2292387)，然而她在一生中并没有因为这一成就获得任何荣誉。

经典 802.11 的 DSSS 中，每个数据位均与包含 11 个码片的 Barker 序列相乘，如图 3-7 所示。（此处数据以 +1 或 -1 表示，以帮助读者理解乘法及二进制相位偏移键控方式传输的码片的转换，事实上此处可进一步建立与二进制位模 2 加法的等价对应。）位 1 对应于（+1 -1 +1 +1 +1 -1 +1 +1 -1 -1 -1），而位 0 对应于（-1 +1 -1 -1 +1 -1 -1 -1 +1 +1 +1）。

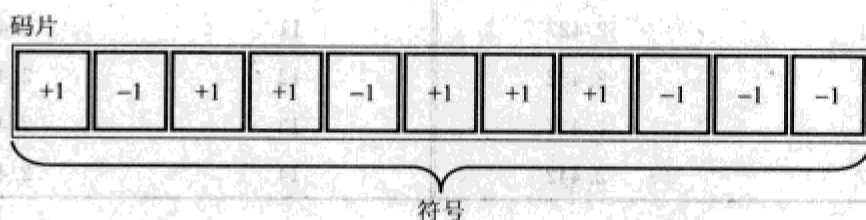



图 3-7　Barker 序列

之所以选择 Barker 序列，是因为它的自相关特性。如果两个时间上偏移的 Barker 序列相乘，乘积再加上两者的相关系数，只要偏移不为 0，最终的和都将很小。通过尝试多种偏移并检查其和，就可定位一个序列的起始位置，这大大简化了同步的工作。通过使用不同的正交扩展码，多个 DSSS 信号可共享使用相同的频带而仅产生很少的干扰：正交码的彼此相关系数很少或为 0。这个技术是 CDMA 蜂窝电话标准的关键，但在 802.11 标准中并未使用。

基本符号位速率为 1Mbit/s，每个符号包含 11 个码片，因此码片速率为 11Mbit/s。扩展增益，即实际带宽与数据所需带宽的比值，为 11∶1，即大约 10.4dB，符合 FCC 最小 10dB 的需求。由于码片速率为 11Mbit/s，我们可能希望所需带宽可适当超过 11MHz。传输信号的实际带宽取决于信号的滤波与传输方式，而非这些与实现相关的特征。802.11 标准定义了一个频谱屏蔽参数，它限制了传输者在距离中心频率给定距离下的调制能量，图 3-8 描述了经典 802.11 中的该参数。频率基准即给定信道的标称频率，振幅基准就是标称频率附近的能量密度。图中方框表示了最大允许的能量密度，平滑线则形象地描绘了典型的功率谱。注意虽然标准本身允许频谱宽至 22MHz，一个真实的信号通常 10dB 带宽只有 16MHz。

传输所使用的标称中心频率将在一组相隔 5MHz 的信道频率中选择，如表 3-1 所示。（在美国通常信道 1 ~ 信道 11 可用，而欧洲则为 1 ~ 信道 13，日本则为 14，更多细节参见附录 1。）注意到如果带宽为 16MHz，相邻信道上的传输可能十分明显地互相干扰。至少隔离 5 个信道才能移除这种重叠。事实上，在美国仅有三个非重叠信道，即信道 1、信道 6 与信道 11（如图 3-9 所示）。

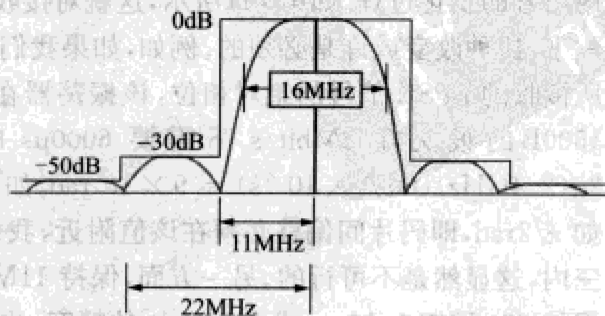



图 3-8　802.11 频谱屏蔽

表 3-1　802.11 信道

| 信道号 | 频率(GHz) | 信道号 | 频率(GHz) |
|---|---|---|---|
| 1 | 2.412 | 8 | 2.447 |
| 2 | 2.417 | 9 | 2.452 |
| 3 | 2.422 | 10 | 2.457 |
| 4 | 2.427 | 11 | 2.462 |
| 5 | 2.432 | 12 | 2.467 |
| 6 | 2.437 | 13 | 2.472 |
| 7 | 2.442 | 14 | 2.484 |

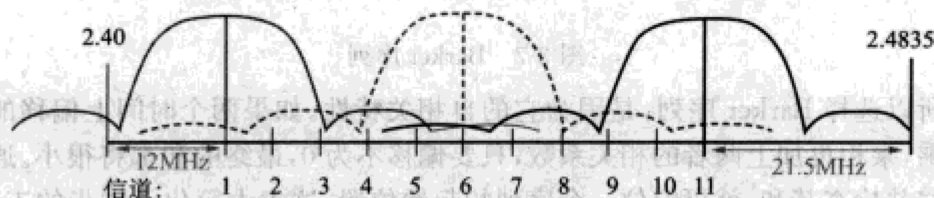



图 3-9　美国 ISM 频段中非交叠的 802.11 信道

经典 802.11 支持 1Mbit/s 和 2Mbit/s 的数据率。它们都使用相同的码片速率即 11Mbit/s。两者的带宽也基本相同。区别仅在于调制模式。报头的传输使用基本速率 1Mbit/s，报头传输使用扩展的 2Mbit/s 速率，它们均使用差分 BPSK(DBPSK) 调制，如图 3-10 所示。而使用更高速率传输的报文数据部分则使用 DQPSK。从第 2 章可知，信号带宽主要由符号位速率决定，而非单个符号的特征。由于 QPSK 每个符号含 2 位数据，因此在不扩展带宽前提下就可将数据率提升一倍，只需要较小的代价就能达到要求的 S/N。两种方式中数据位均应在传输前被打乱，从而避免源数据出现长串的 1 或 0 而导致一些人为的频谱错误。

802.11 调制方式是第 2 章讨论的 BPSK 及 QPSK 的变种，每个符号位的相位仅根据前一个符号位而定。如果一个 BPSK 信号的两个相邻码片的相位相同，将传输 0。(注意图 3-10 中的箭头所示的相位差异仅是两个抽样时刻的相位改变，而非抽样时间间隔内信号的变化过程。如第 4 章所示，这就对接收机和发射机提出了很高要求。)不过反思一下，这种改变或许是必须的。例如，如果我们希望通过与本地振荡器相比来精确刻画所接收的 BPSK 信号的绝对相位，该振荡器在报文传输之初就已锁定载波频率。一个 1500B 的报文在 2Mbit/s 下需要 6000μs 时间传输。整个载波的相位改变为 $2\pi(2.4\text{GHz})(6000\times10^{-6}\text{s}) = 9\times10^7\text{rad}$。如果希望本地振荡器的相位保持足够精确，如 $\pi/2$rad，即码片间偏移必须在该值附近，我们因此需要振荡器保持相位在十亿分之三内，这显然是不可行的。另一方面，保持 11Mbit/s 时相邻码片的相位锁定，我们仅需保持 220 周期 1/11μs(或 1400rad) 的精度。此时的精度需求仅为百万分之二百，它可通过晶体检波器合成源轻松达到。代价不过是我们丢掉了序列第一个符号位中的信息：

这是因为我们可利用我们的同步序列完成此目标，很明显，差分调制的优势强过其缺陷。

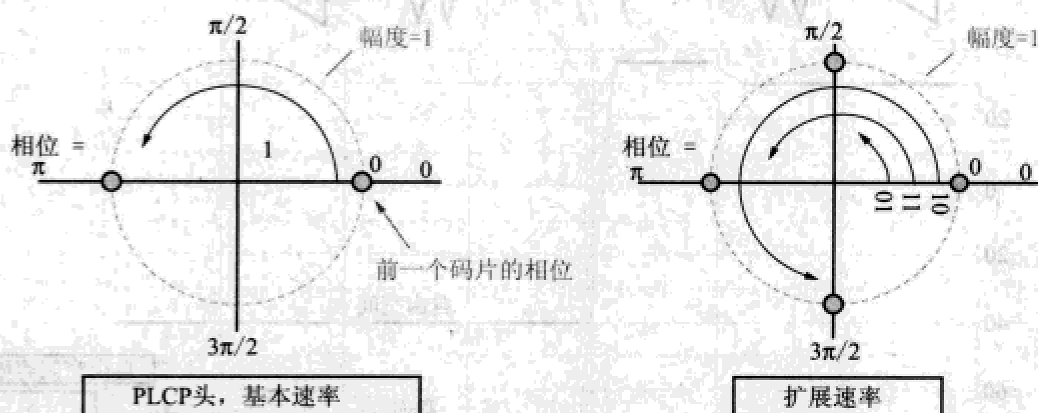



图 3-10 802.11 经典调制：DBPSK(左) 和 DQPSK(右)

802.11 的最大传输能量与 FCC 规范相符。在美国，该能量必须小于 1W，但实际上大部分接入点仅使用 30mW ~ 100mW 能量。802.11 要求与 1mW 差 −80dB 时，采用 2Mbit/s QPSK 调制的 1024B 帧的帧误码率不超过 8%。看起来似乎允许很多位错误，但由于每个帧为 $1024 \times 8 = 8192$B，位出错率因此仅为 $0.08/8192 = 10^{-5}$。我们可用类似第 2 章的方法，通过计算链路累积来说明此处收发能量设置的含义。假设传输能量为 100mW (20dBm)。假设发射与接收天线均为相同的理想全向天线，而发射天线为将所有能量集中于水平面，得到 6dB 信号能量增益(更多关于有向增益见第 5 章)。可接受的路径损耗为 $(20 + 6 - (-80)) = 106$dB。注意全向天线有 12cm² 的等效区域，它进一步等效于自由空间模型下 2000m 的传播距离！当然，室内传播不可能达到自由空间不受阻碍的理想传播，更多细节参见第 6 章。目前我们简单地对室内长路径增加 30dB 的路径损耗，此时可允许距离为 $(200/101.5) = 63$m。802.11 标准给出的发射能量与接收灵敏度使得室内通信距离在 10 ~ 100m 左右，正符合一般 LAN 技术的设计期望。

接收灵敏度的需求对我们设计所需的无线接收装置有所启发。QOSK 信号大致需要 S/N 达到 12.5dB 以保证无错接收。我们可能认为这意味着接收端的噪声不能超过 $(-80 - 12.5) = -92.5$dBm。但是注意到速率为 11Mbit/s 的 11 个 QPSK 码片(与 Barker 序列相关)“平均”后以一次 2 个数据符号位到达。该过程可带来一些额外增益——即上述的扩展增益——因此我们在 S/N 达 $12.5 - 10.5 = 2$dB 下仍可得到正确数据。此时接收端的噪声强度为 $-80 - 2 = -82$dBm。注意，这里信号的带宽为 16MHz，无法避免的热噪声为 $(-174\text{dBm} + 10(\log 16) + 60) = -102$dBm。因此 802.11 可接受的额外干扰至多为 20dB。实现在 2.4GHz 频率下容忍 20dB 噪声的接收机并不困难，而事实上 802.11 产品的性能要远好于此。802.11 定义的是无需昂贵代价即可得到的性能标准，这与 LAN 的部署要求是一致的。图 3-11 给出了链路累积的计算结果。

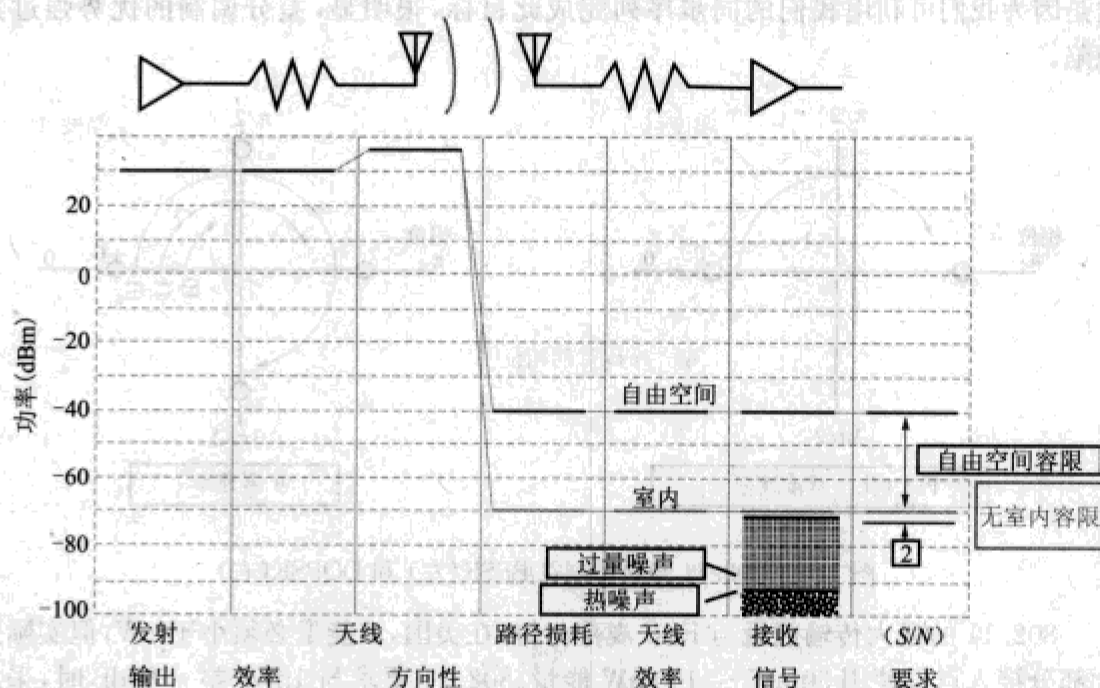



图 3-11　符合 802.11 标准的无线链路预算估计

### 3.3.4　增强的 802.11 标准概览

20 世纪 90 年代后期大量公司开始生产符合 802.11 经典标准的产品，如 Proxim、Breezecom(现为 Alvarion 的一部分)、朗讯(WaveLAN 分部)、雷声公司、Symbol Technologies 及 Aironet(已被 Cisco 收购)等。但是最高 2Mbit/s 的速率使其难以作为以太网合格的无线扩展得到广泛应用，因为即使是最慢的以太网最高速率也有 10Mbit/s，而且真实吞吐量一般可达 8Mbit/s～9Mbit/s。因此从 1993 年开始人们试图提高物理层的性能并在 1999 年发布了两个更高性能的物理层标准。802.11a 物理层的修改颇为激进，它与采用 DSSS 或 FH 的物理层存在根本区别，且工作在 5GHz 的频率上。802.11b 则在未作大幅度修改的前提下提升了经典的标准性能。802.11b 标准最早得到广泛的商业应用，从苹果公司的 Airport 产品线到 Cisco 面向大公司的企业级 Aironet 产品均采用了该标准。在与经典 802.11 标准兼容性方面的努力催生了无线以太网兼容性联盟 WECA，它提供了 WI-FI 兼容性认证，以确保不同厂家的 802.11b 产品的互操作性。由于简单廉价且性能尚可，802.11b 自 2000 年后得到广泛应用，商业上也大获成功。销售量急剧上升的同时，随着大量厂商的进入，售价也快速下跌。

更具创新性的 802.11a 标准可支持高达 54Mbit/s 的数据率，但当时被大部分公司束之高阁。Atheros 公司发布了实现该标准的芯片，自 2002 年开始已由 Intel 及 Proxim 公司量产相关产品。它们清晰地指出了保持后向兼容性与提供高速率相结合的重要性。因此 G 工作组开始着手处理这个棘手的问题。随即经过大量争论后，该工作组于

2003年批准了802.11g。而在批准之前，就已有相关产品面世。在本书的写作时(2004年年初)，802.11g产品已开始在电子消费产品上取代802.11b。尽管许多产品目前并不需要802.11g所达到的高速率，但在保持后向兼容性的前提下无需额外的代价就能得到更高的速率，显然可为产品的销售注入一剂强心针。另外，同时支持802.11b与802.11g的接入点与客户端产品也到处可见。

更多的任务组开始努力让经典标准支持新的应用。任务组I负责提高经典标准的认证与加密能力，我们将在3.8节进一步讨论。任务组F则负责分布式系统功能的阐述，以便跨AP的漫游能够在多个厂商的产品上得到支持。2003年6月该任务组批准了一个IAPP规格说明。

原始的以太网标准，以及由此衍生的802.11 MAC，均仅支持最佳服务，而不对数据传输的耗时提供任何保证。但音频视频等数据流不仅要求正确传送，对延迟也提出了严格要求，亦即服务质量的需求。任务组E定义了802.11网络支持时间敏感应用的QoS标准，而802.15工作组在一定程度地上重复了这部分工作。任务组H对802.11a在动态频率选择与传输能力控制两方面进行了重要补充。这些特征对于欧洲大陆的应用是必须的，同时最近美国的FCC的政策也要求工作在5GHz的产品具备这些功能。

在下面三个小节中，我们将分别考察重要的802.11b、802.11a的物理层及它们的混合体802.11g。我们随后讨论了WLAN中的安全性问题及相关对策。对802.11内其他工作组的工作，读者可访问3.7节给出的IEEE相关站点得到更详细的信息。

### 3.3.5 Wi-Fi物理层(802.11b)

802.11b工作在2.4GHz，在信道分配上与经典物理层标准也完全相同。BPSK和QPSK的11Msymbol/s的基本信号结构也未作改变。因此它们的发射信号的频谱也与经典物理层类似。但如何使用这些符号流，802.11b与经典标准存在显著区别。

为保持兼容性，802.11b必须支持报文前缀以DBPSK方式1Mbit/s速率发送。但是，在短报文以高速发送之时，为减少低速发送长前缀的开销，802.11b又支持以2Mbit/s DBPSK方式传送短前缀。最重要的是，802.11b的物理层提供了两个全新的编码方法，即互补码键控CCK及报文二进制卷积码PBCC。每种方法都能支持5.5与11Mbit/s的高速率。它们完全抛弃了Barker序列及传统的直接序列扩频。

首先看CCK。它是一种块码，以固定大小的符号串作为码字。注意可允许的码字的子集远小于整个可能的码字集合。通过将接收码字与可能的码字做比较来检测与纠正错误，即若接收的码字并非某个被允许的码字但却接近于某个码字，那么就认为被传输的就是所接近的这个码字。块码的实现非常容易。

我们现在详细观察11Mbit/s的编码。此时8个符号位组成一个码字。由于每个符号位包含2位，故共有$4^8=65\,536$种可能的码字。但CCK块码仅允许使用其中的256种码字，如图3-12所示。(图的标题使用“偶数化符号”是因为交替的码字的相位定义略有差别，这对频谱输出是很重要的，但在刻画这些机制的工作时可能引起混乱。)输入

位两位分组，每组对应四种可能的中间状态 φ 中的一种。如图所示，这些中间状态以模 2π 加法相加以得到每个传输码字的所有 QPSK 符号。最后的符号 c7 与 φ1 具有相同相位(它也是该码字剩余部分的相位基准)。c4 的相位为(φ1＋φ2＋φ3)。而 c3 与 c6 的相位的辐角则增加了 πrad(即它们是与 φ1 的乘积)。

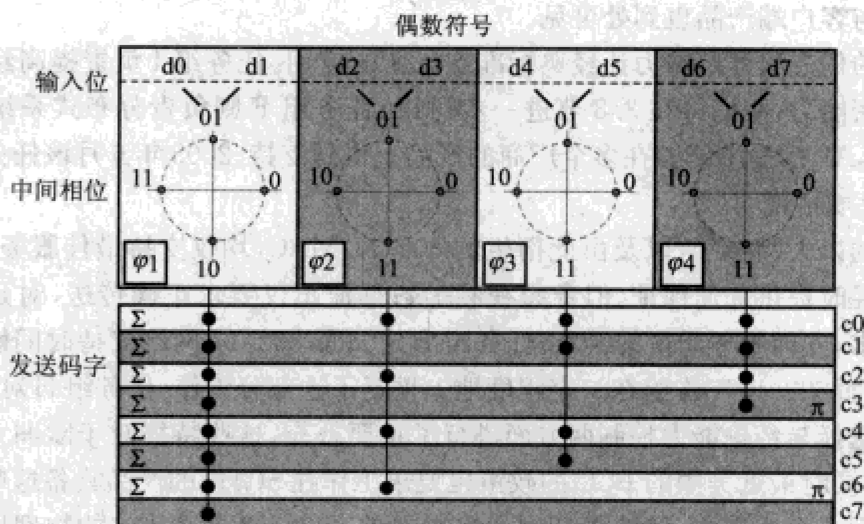



图 3-12 CCK-11 码字编码机制(偶数化符号)

该过程的描述稍显混乱，但其实现却很容易，同时可确保所得到的可允许码字均匀分布于所有可能码字的空间上。我们以相位—振幅平面为参考定义 2 个 QPSK 符号的距离。若将振幅归一化，两个最相邻码字的距离为 $2/\sqrt{2}$(如图 2-20 和表 2-1 所示)。平方之后可发现两个最近相邻相距两个单位符号能量 Es。我们可将两个码字所包含的 QPSK 的符号位的差异之和定义为它们的差异度。为确保结果为正(70)，我们同样首先执行平方操作。这样定义后，我们发现两个最近的 CCK-11 码字距离平方和为 8。因此单个码片的错误不会导致将一个码字误认为另一个码字。这也表明单个码片的错误总可以被检测与修正。从 RF 上看，在固定 S/N 时可降低误码率，而将误码率固定则可提高 S/N。S/N 的改变就是编码增益。CCK 的编码增益为大约 2dB。5.5Mbit/s 的传送与上述机制只有很小的区别。

802.11b 还提供了另一种编码方式 PBCC。它是一种卷积码(图 3-13)，利用了一系列偏移寄存器，记为 z1 ～ z6。编码器每一步加入一个新的位并将所有位向右偏移一步。“+”为模 2 加法，因此输出的位为 y0 与 y1。编码器可视为一个 $2^6=64$ 状态的状态机。在任何一个状态，两种转换都是可能的，且输出为四种可能性中的两种(具体那种转换及结果均由新的输入位决定)。与所有可能的输出序列相比，可允许的输出序列的数目要小很多。由于从每个输入位得到 2 个输出位，这种编码是一种 1/2 速率的编码。

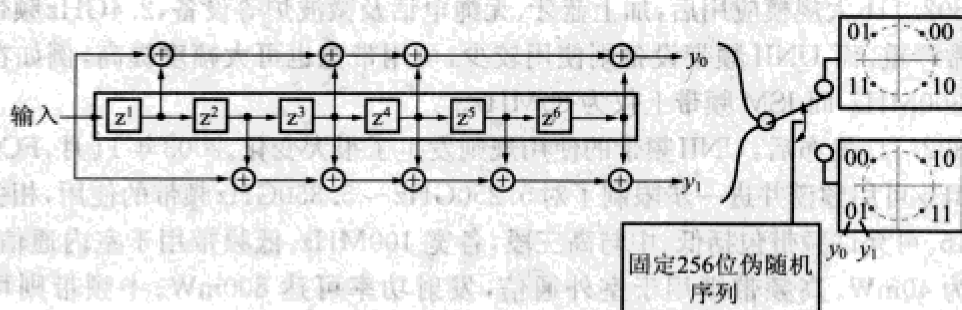



图 3-13 PBCC-11 卷积码和覆盖序列

根据256位固定序列，有两种方法可将输出位映射到下一个QPSK符号。由于每秒11M码片及每个码片包括编码为2位的一位输入数据，净的数据率为11Mbit/s。256位序列消除了输出信号的周期性并平滑了输出谱线。由于序列较长，其他干扰通信完全同步的概率很低，因此很容易判断为噪声，这简化了干扰的处理。

卷积码的解码通常借助于Viterbi Trellis解码器（它也可用于块码的解码）。它跟踪所有可能的状态转换并选择其中错误最小的变换轨迹。初看起来，每一次接受一位新数据，就将导致所有可能轨迹数目的指数级增长一倍。但通过在每步排除最差情况，算法的复杂性还是可控的。不过这种实现与块码相比仍显得更复杂。

PBCC-11编码的性能略好于CCK，额外编码增益约为3.5dB，如图3-14所示。但同时卷积码解码算法的复杂度也是CCK的3.5倍左右。据作者所知，PBCC仅在DLink及美国Robotics等公司的少量产品中得到实现，商业上也并不成功。这可能与某些商业政策有关，例如德州仪器公司在PBCC方面的技术优势使得其他公司不愿接受它。事实上，在许多WLAN应用中，与性能相比，价格与方便性更为重要，PBCC在性能上的微弱优势并不足以使其获得商业应用上的优势。

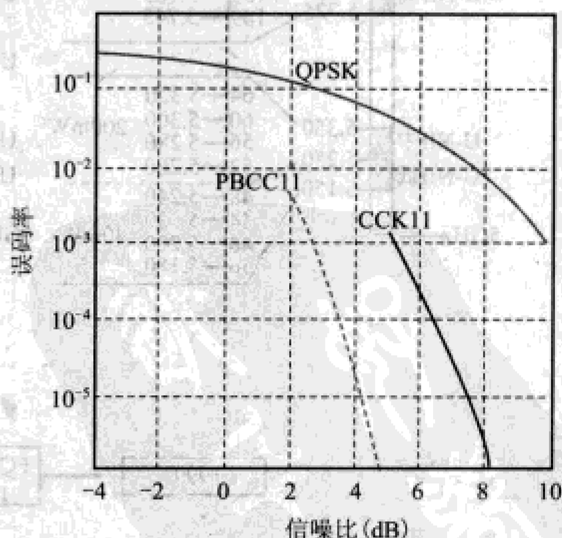



图 3-14 未编码的QPSK、PBCC11和CCK11的误码率与信噪比关系（来源于Bing公司的Heegard等，2002年）

## 3.3.6 802.11a 物理层

802.11a的物理层采用了与上述完全不同的方法。首先，它不使用2.4G ISM频带，而是工作在5.25GHz～5.825GHz UNII频带。发布该标准时，支持在该频率上工作的标准半导体处理器并不多见，因此硬件实现的代价较高。选择此频带的动机在于经典

标准及802.11b大规模应用后，加上蓝牙、无绳电话及微波炉等设备，2.4GHz频带的干扰将非常严重。而UNII频带设备则使用较少，可用带宽也可大幅度提高，例如在美国此处为300MHz，而ISM频带上仅为80MHz。

自802.11a发布后，UNII频带的使用规则发生了很大变化。2003年11月，FCC增加了255MHz可用频谱并进一步限制了对5.250GHz～5.350GHz频带的使用，相关对照见图3-15。可允许频带包括低、中与高三段，各宽100MHz。低频带用于室内通信，发射功率仅为40mW。高频带则用于室外通信，发射功率可达800mW。中频带则可双重使用。

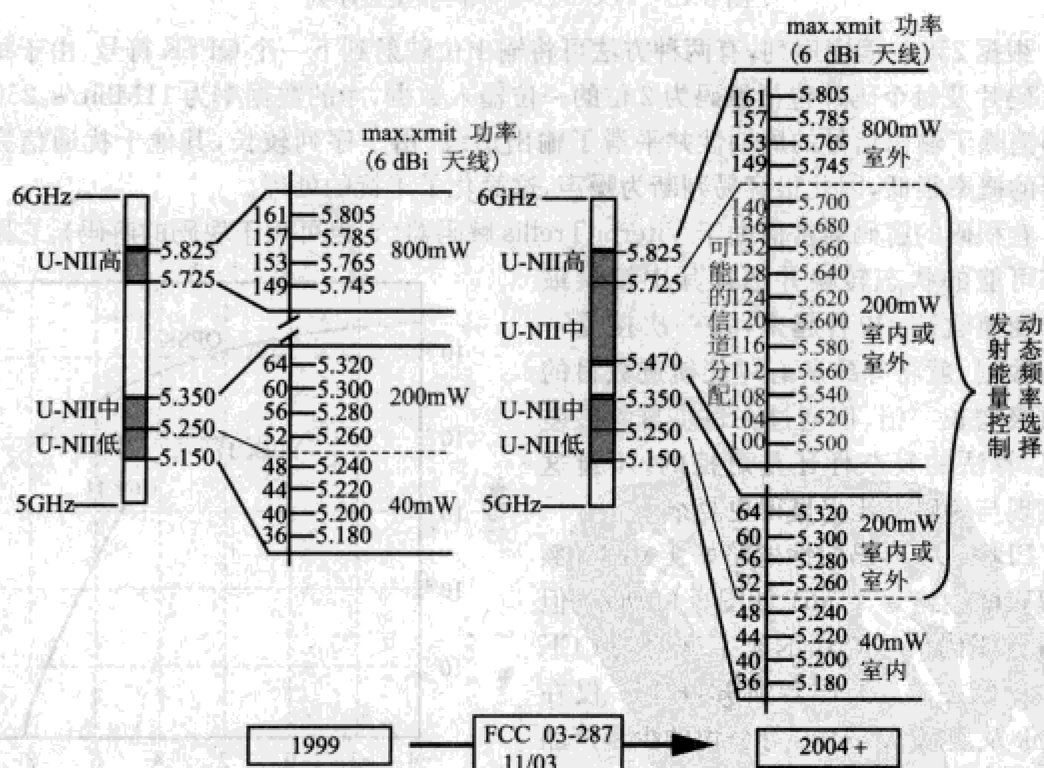



图3-15　美国过去和现在的UNII频带变化

2003年底，FCC额外增加了一个频带，使得面向200mW重用的可用频带增加了大约一倍。但这部分带宽仅在实现了动态频率选择及发射功率控制后才可使用。前者将发射功率调整到保证传输可靠性前提下的最小值，从而降低了多用户的干扰。后者保证设备动态选择未被使用的工作频带。这些改变使得美国与欧洲关于5GHz频带使用的政策变得一致，有利于扩大相关产品的市场。2003批准的802.11h标准增加了很多功率控制和通道管理方面的能力，兼容元器件也能满足欧洲标准。客户端可将其功率与信道向接入点汇报，当没有站点发射时，通过增加的静默期，站点可以检测信道与干扰。而接入点则可通过点协调帧间隔PIFS占有信道以便检测到冲突时协调信道的切换。实现802.11h的设备需要同时满足FCC关于UNII频带使用的标准。

图 3-16 描述了频谱屏蔽对发射信号带宽的限制。相较于原来 802.11 的屏蔽（如图 3-8 所示），此处更为复杂，也明显更窄。不过，实际上，两者均在 16MHz 附近结束，比中心发射频谱的最大强度低 10dB。因此，802.11a 与原有标准在基带上可使用相同的数模转换硬件。我们可以设计一个基带/MAC 芯片同时支持 802.11a 与 802.11b。正如我们在 3.7 节讨论的那样，这一点使得从 802.11a 物理层完全过渡到 802.11g 上起着十分重要的作用。

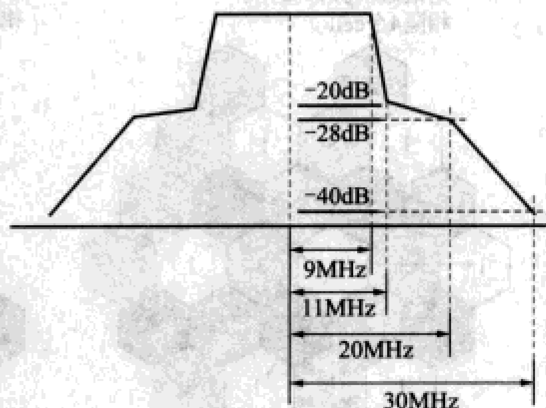



图 3-16 802.11a 发射频谱屏蔽

图 3-17 给出了旧的频带上的非重叠信道及新分配的频带上的信道分配。信道形状基于图 3-16 的频谱屏蔽。由图可知，在原来的频带上最多可以有 12 个非重叠信道，但在最低与最高信道上使用最大能量的工作将导致带外辐射超过 FCC 的允许值，因此实际可用信道数要小得多。而在新分配频带上，低带及中带各有 19 个非重叠信道。而 ISM 频带上可允许的非重叠信道数目仅为 3（如图 3-9 所示）。

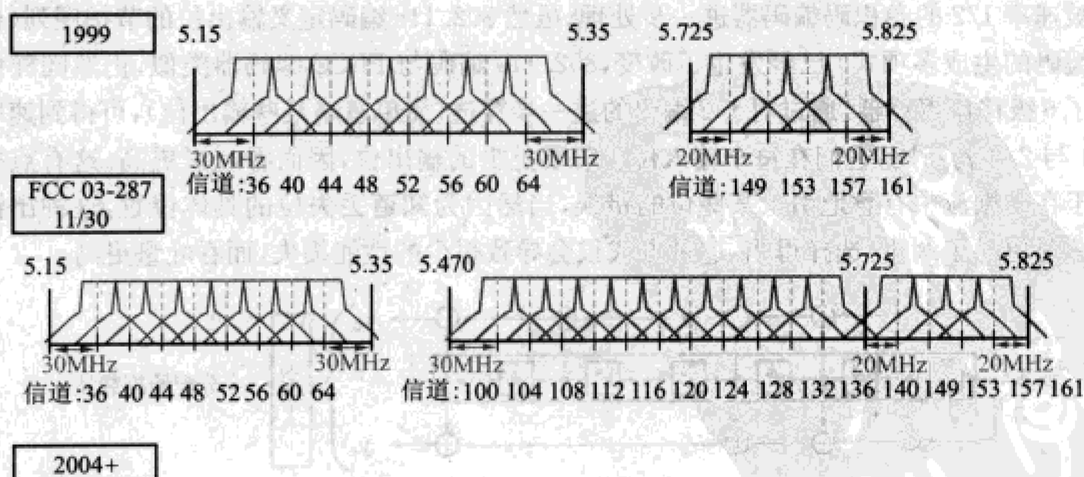



图 3-17 新旧 UNII 频带中可能的非交叠信道分配

当网络意图覆盖更大的区域时，更多可用信道的优势十分明显。如图 3-18 所示，当有四个可用信道时，假设一个蜂窝包含一个接入点，则通过适当的频谱规划，可保证工作在同一信道上的两个接入点至少相隔 4 个蜂窝；而若有 7 个可用信道，这个距离可增大到 5.5。这就大大减少了相邻单元的干扰，保证了每个单元的高容量使用。当有更多信道可用时，单个接入点可占有多个信道，从而在不增加干扰的前提下保证重负载时的高性能。

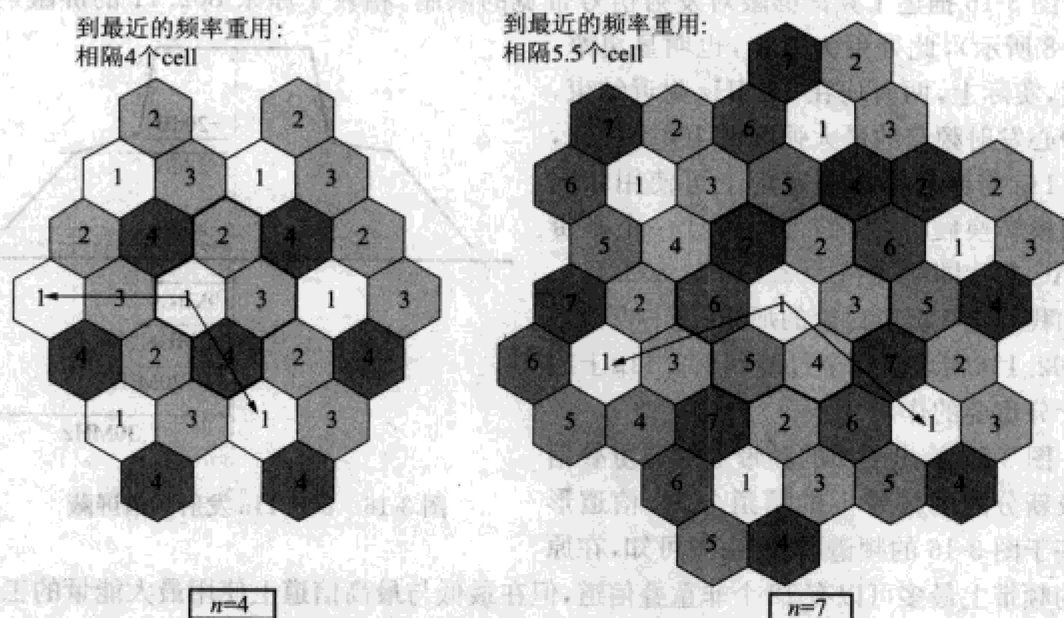



图 3-18　在4个与7个非交叠信道两种情况下蜂窝覆盖规划的实例

802.11a 的编码有点类似于 802.11b 中的 PBCC。如图 3-19 所示，在编码后每个输入位被速率 1/2 的卷积码编码器进一步处理。虽然 802.11a 编码定义输出位的节拍序列(也即编码的生成多项式)已经发生了改变，802.11a 编码与 PBCC 编码器类似，仍然同样使用了 6 级移位寄存器。通过对 1/2 编码的进一步穿透(简单忽略某些输出位)，可得到速率 3/4 与 2/3 的新码，它们在每个输入位上需要更少的输出位，因而吞吐量更高。这有点类似于在数据流中有意地引入某些位的错误，当然因为知道丢失位的具体位置，这种出错的情况更易于纠正。选择得当，这种方式仅会导致很少的性能损失，而吞吐量更高。

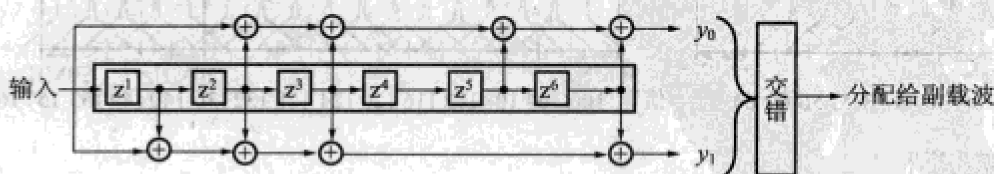



图 3-19　802.11a 卷积编码器

802.11a 在所得到的输出位的使用上与 PBCC 不同。它不是单载波调制，而是使用正交频率复用 OFDM 技术(详见第 2 章的 2.3.2 节)。一个数据符号包含 48 个传数据的载波与 4 个导频副载波。后者发射伪随机序列以使得接收机与发射机保持同步。共 64 个频率槽(相距 312.5kHz)可分配给这些副载波，不使用边界及中心(例如在载频处)的频率槽。如果所有副载波均占用，信号带宽约为 64×312.5kHz = 20MHz(63 个副载波间距＋副载波两边的半宽度)。实际(理想、无失真)信号带宽大约 16.6MHz，完全位于图 3-16 的频谱屏蔽范围内。

从第 2 章可知，为确保 OFDM 的正交性，每个副载波的单符号整合时间必须为整数个周期。802.11aOFDM 本身的符号位时间因此就是最低频率副载波的周期，约 3.2μs。如第 2 章描述的那样，为预留保护间隔以消除多径效应，每个符号位之前扩展了一个周期前缀，约为 0.8μs（整个符号位周期的 20%）。因此整个符号位长为 4μs。由此得到 OFDM 的符号位速率为 250Ksymbol/s。每个符号位包含 48 个副载波，共相当于每秒发送 1200 万个单载波符号位流。

表 3-2 给出了各种不同的码速与副载波调制方式以适应不同的传输条件。从第 2 章可知，每使用一个符号位，BPSK 可传输 1 位，QPSK 可传输两位…… 直到 64QAM 方式可传输 6 位。调制方式每个符号位所含数据位的数目与卷积码的速率的乘积给出了每个副载波对一个 OFDM 符号所贡献的位数，它再与 48 相乘就得到每个 OFDM 符号可传输的位数。

**表 3-2　802.11a 调制和编码速率**

| 调制类型 | 码率 | 数据率(Mbit/s) | 调制类型 | 码率 | 数据率(Mbit/s) |
|---|---|---|---|---|---|
| BPSK | 1/2 | 6 | 16QAM | 1/2 | 24 |
| BPSK | 3/4 | 9 | 16QAM | 3/4 | 36 |
| QPSK | 1/2 | 12 | 64QAM | 2/3 | 48 |
| QPSK | 3/4 | 18 | 64QAM | 3/4 | 54 |

为避免一些相邻副载波上的突发位错误，编码后输出的位以伪随机方式交错分布到各个副载波。

图 3-20 从多个角度描述了一个 OFDM 数据帧。它包括一个前缀与仿真（随机）数据。输出信道频谱宽度约为 16MHz，这与上述简单的计算吻合。信号在时间域上可由其同相 I 与正交项 Q 描述。图左下方给出了该帧的 I 与 Q 分量的振幅。帧的起始为一组简化的同步符，它仅使用了 12 个副载波，见图的左侧。除同步符之外剩下的前缀及数据部分的振幅都变化剧烈。更仔细观察 I 与 Q 振幅的变化，可发现明显的信号随机变化，它们对应于图右上方的单个 OFDM 符号。

右下方给出了以 54Mbit/s 与 6Mbit/s 发送的报文的信号能量的组合累积分布函数，它描绘了高于平均值的瞬态能量的出现频率。对 54Mbit/s 而言，大约 0.1% 时间内瞬态能量比平均值高 9dB。而 6Mbit/s 该时间范围内高 8dB。这个数值虽然不大，但注意到图 3-16 中的频谱屏蔽要求距离载波 20MHz 的传输信号至少衰减 28dB。从第 4 章可知，高能信号失真将导致远离载波的频带。如果该带与主信号的大小相较而仅在 1% 的时间内出现，它们的强度将比主信号弱 20dB。当失真存在时，不频繁的能量峰值对输出频率有重要作用。能量峰值与平均值之比过高是 OFDM 调制方式的重大缺陷，它强迫发射机降低其平均输出能量，也需要接收机具有比简单调制方式要求更高的精度与线性度。

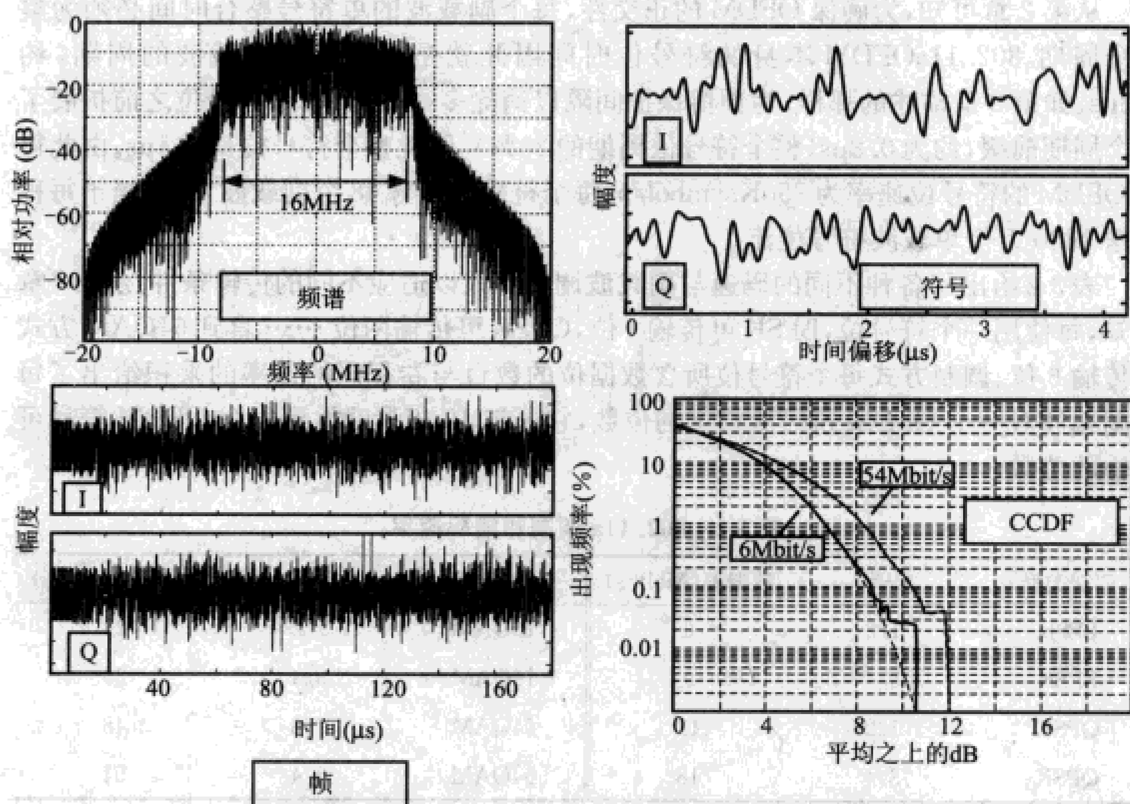



图 3-20 802.11 OFDM 帧的几种视图

OFDM 符号位的构建采用了反向快速傅里叶变换 FFT，然后对接收信号执行逆操作以恢复信号。在 802.11a 中，64 入口的 FFT 需要在 4μs 内完成数百个算术操作，然后对其生成的 48 个数据符执行 trellis 解码。近来数字积分电路器件的快速发展使得这些比较复杂的计算在 CMOS 上无需昂贵代价即可实现。

## 3.3.7 802.11g 物理层

802.11a 物理层的主要缺陷就是与经典标准及 802.11b 不兼容。为克服这个困难，同时提供同样有吸引力的高速率，工作组 G 在两方面增强了 Wi-Fi 物理层。第一个就是将 802.11a 的 OFDM 物理层转移到 ISM 频带上。这是因为 802.11a 符号带宽仍是大约 16MHz，与经典值相同。

问题在于支持旧标准的系统不能接收及解释复杂的 OFDM 符号而是简单将之视为噪声。由于 CSMA/CA MAC 层依赖于所有站点对(至少)接入点的侦听，不可识别的前缀将带来严重后果。因为此时接收节点无法正确设置它们的 NAV 以保留媒质(如图 3-6 所示)。有数种方法可解决 g 与 b 等的共存问题。首先，在出现混合流量时，g 站点可使用 RTS/CTS 预留信道，这是 802.11b 也支持的，然后在预留时间内使用 802.11g 传输报文。这个方法虽然很简单，但导致“g” 报文交换增加了开销。第二种方法是站点发

送到自身的 CTS 报文，即 CTS-to-self。这个方法对接入点而言更适合，因为它能为所有站点侦听到。

g 站点可使用一个混合的帧格式，报头使用传统的 802.11b 格式，而所带数据负载则使用 OFDM 方式传送。这种情况的额外开销是因为原来的报头只能以较低速率发送，而不是因为额外的报文交换。前缀的最后一个码片是第一个 OFDM 符号的相位基准。

最后，g 定义了一个使用 PBCC 编码的物理层。在最高速率时使用 8PSK 而不是 QPSK。虽然可能言之过早，但从 802.11b 中 PBCC 有限的成功以及 OFDM 在 802.11a 中虽有限但却成功的应用来看，OFDM 将是 802.11g 设备的主要技术。

物理层的增强过程中需要处理很多折中因素。副载波使用更高调制状态，发送速率将更高，但所需的 S/N 也更高。因此高速的通信距离小于低速率。OFDM 信号使得峰值平均值之比更高，从而在相同放大器下仅需更少能量就可避免失真。所有上述的共存协议都需要额外的开销及数据率的降低。不过这些小问题可能都无法阻止 802.11g 成为 WLAN 的主流技术，除非 ISM 频带过于拥挤而不得不使用 802.11a 的频带。

### 3.3.8 802.11(In) 安全性

几乎所有无线网络相关人员，或甚至所有网络研究人员，都知道 802.11 系统的安全问题。讨论 802.11 就难免提及加密与安全等问题，不过，因为全书都已涉及这一问题，所以此处我们仅给出很粗略的介绍。

我们从更大范围考察安全问题。许多企业局域网都只有很少的内部认证及安全性机制，这是因为以太网的物理层在很大程度上完成了系统监管的工作（尽管这在许多校园网管看来很可笑）。通过防火墙监管允许出入网络的报文类型及目标就可达到控制外部访问的目的。需要从外部访问企业级网络的用户可通过虚拟专用网（VPN）方式完成。VPN 在远程客户端与网络内的节点建立逻辑连接，并加密所有数据，从而避免了绝大部分的监听。因特网上的数据流可被中间节点轻易截获，但通过安全 Socket 层（SSL）就可满足达到较安全的通信，SSL 在网站服务器与用户之间建立了安全连接。

尽管有线方式也存在许多脆弱性，与无线媒质相对而言，其上的数据更易被拦截或偷听。因此研究者们试图提供一种机制，它能提供类似于有线以太网物理控制的私有安全性，同时便于实现，不会引起显著开销而导致数据率的明显降低。

经典标准提出了有线等效私有性安全系统（WEP）并得到了广泛实现与应用。它采用对称密钥，即加密与解密均使用同一个密钥。与之相比，非对称系统则使用公钥加密数据而使用私钥解密数据。公钥系统更难被攻破但计算代价更高，因此它往往用于对成密钥本身交换的保护而非每个报文的交换。它的基本思想是首先生产一组与数据串长度相同的伪随机二进制字串（密码串），然后将数据串（明文）与密码串以模 2（等同于逐位异或）相加得到密文。接收端将所接收的密文与密码串再次模 2 相加后就可还原得到明文。整个过程如图 3-21 所示。

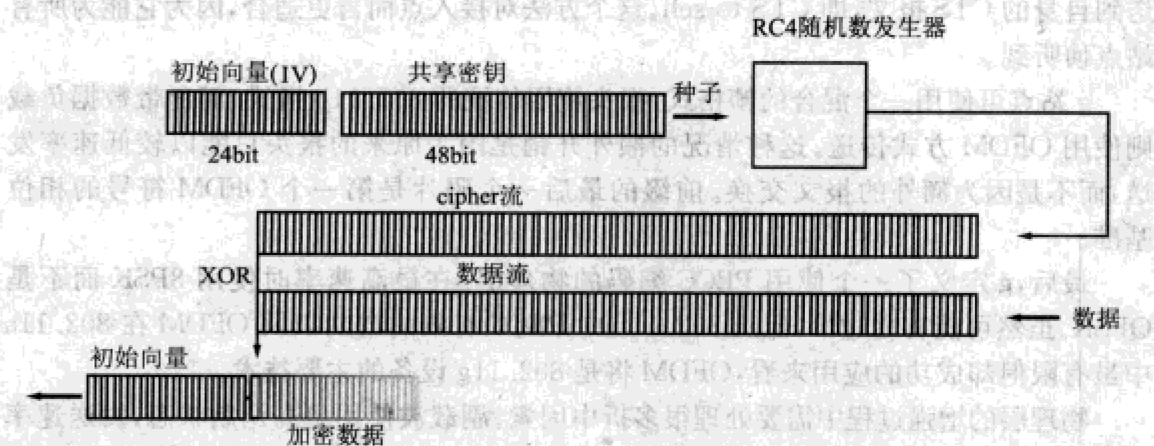



图3-21　简化的WEP加密机制

一种简单的实现方法是使用密钥作为一个随机数发生器的种子。这种方法的缺点在于它实际上仅能生成一个(伪)随机序列的实例，一旦大量包含明文(这些明文为标准因特网协议的内容)的报文被截获，偷听者就不难从中重构出密码串流。它一旦拦截大量报文，而若这些报文的内容的明文已知例如报文为众所周知的因特网协议的标准内容，那么就可能重构出密码串流。因此，为避免每个报文都使用相同的密码串，同时无需每个报文交换前都更换新的密钥，WEP采取了一种初始向量IV方法，它在48位密钥之前追加24位，一起作为随机数发生器的种子。这样每个报文都使用不同的种子，避免了使用同一个密码串流。

除避免拦截外，安全通信还应同时提供认证的功能，即通信两端都需要确保另一方都是其所欲通信的对象。WEP机制下的接入点可给客户端发送一组明文，然后客户端回送使用共享密钥加密后的密文，如果该密文在使用共享密钥解密后得到的明文与原始明文相同，则认为客户端具有使用该接入点资源的特权。

正如公众文学所栩栩如生描述的二战中英美研究者们破解德军密码那样，对密码系统的攻击往往不是正面攻击，而是利用了系统及其实现中的某些弱点。WEP存在大量的不足，其中一些不足很明显，而更多的则在大量研究工作后才展现出来。

第一个缺陷在IV的定义中。IV必须无阻碍地成功发送以便解密数据。如上所言，在使用随机数发生器方式时，为保证足够的安全，我们必须避免使用相同的种子，因为有可能产生重复的密码串。但IV仅24位，同时802.11标准并未指出相邻报文的IV必须满足那些要求，发射机可选择任意的IV值。事实上，许多系统中仅是简单地在每次传输后将IV加1。因此在经过$2^{24}=1.68\times10^{7}$个报文后，IV将重新回到原点。注意到重负载网络中几个小时内即可传送大量的报文。对监听者而言，只需一到两个星期，他就可以收集到足够有相同IV值的报文，进而分析出密码串。

一旦密码串被获取，无需知道公共密钥，它可直接被重用，因为接收端接受任何的

IV 值。而使用相同 IV 加密的报文此时均能被破解(至少对于知道密码串长度的报文)。同时入侵者可使用该 IV 加密它的数据并将之以合法方式注入网络。

认证系统是另一个弱点所在。攻击者若可同时获取接入点发出的明文及客户端加密后的密文,就可通过与或操作得到密码串,然后用于其他的攻击目的。

对攻击者而言,更想获取的不只是一些密码串,而是共享密钥。一个重要的事实是密码不过是一个位串,而人们往往使用易于记忆的可识别的字符串。许多 802.11 系统接受纯文本密码,然后将之杂凑(hashed) 到 48 位共享密钥。早期的杂凑算法并非使用全部 48 位的密钥空间,有效的密钥仅为 21 位,一共仅约两百万种可能性(一些系统甚至直接从字母的 ASCII 码值转换成密钥,使得密钥空间进一步缩水)。只要能够自动识别成功解密,就可通过暴力破解的方法获取密码。而由于大量标准报文(如 IP 协议中的握手过程) 的存在,这种自动过程并不难实现。

由于 IV 的可重用性,一旦网络流量太少不足以达到破解目的,攻击者就可利用其已获取的少量密码串生成报文注入网络,引发响应从而得到更多的报文。

通过增加共享密钥或 IV 的长度就可防范许多特定的攻击。许多厂商已实现更长密钥的 WEP 机制,但由于它们并没有包含在标准中,互操作性可能成为新的问题。例如结合更好的杂凑算法与长密钥,128 位 WEP 系统就可有效防范暴力破解。

由 Fluhrer、Mantin 及 Shamir (FMS) 提出的著名的 WEP 破解方法利用了 WEP 所使用的 RC4 随机数发生器并非完全随机的特点。RC4 是一个私有算法,在标准中并非公开发布。但经过逆向工程后,可发现它不过是简单地交换内存中的一些短段。Fluhrer 及其同事指出特定的 IV 可能会在其密码串中泄漏密钥信息。因此攻击者其实只需要知道一部分明文即可。而这并不困难,因为许多报文的格式是相对固定的。FMS 攻击所需的此类 IV 的数目并不大,且随密钥增长,这类 IV 的出现概率也不断增大。因此对于随机选择 IV 的系统而言,破解所需时间并不长。例如针对 104 位密钥系统的破解时间仅约为 40 位密钥系统破解时间的两倍。长密钥对 FMS 攻击全无用处。Stubblefield、Ioannidis 及 Rubin 实现了该算法并指出仅需拦截一百万个报文就可成功获取密钥。

最后,我们需要指出的是标准并没有给出任何机制以让客户端认证它所连接到的接入点。因此获得密钥后的攻击者可建立一个虚假的接入点从而截获合法报文。

以上攻击都利用了标准中的另一个弱点,即对需要交换的共享密钥缺少监管。这意味着许多系统中这些密钥都是用户手动输入。但是,要求用户每周更换密码并不容易,更不用说每天更换。即使是每个小时多于一次的重新输入密钥也是不切实际的。对一个大型网络管理者而言,手动的更换密钥无疑于一场灾难。因此,一个共享密钥持续数周到数月都是有可能的,这使得上述攻击执行起来并不困难。

一些问题可在现有标准内解决。我们可避免使用危险 IV,一些厂商的产品已经通过使用滤波器确保了它们的基站不会使用 weak IV,这就有效避免了 FMS 攻击。同时以十进制数作为密钥也可避免使用短密钥的杂凑算法的缺陷。在一些用户及流量很小

的网络如家庭网络，一周甚至一月一次的更换密钥就可使攻击得不偿失。

上述的有关数据与工业界及政府的统计数据可能并不完全相同。2003年，符合WECA工业联盟Wi-Fi保护访问标准WPA的产品开始面世。WPA与WEP兼容，它使用802.1x标准作为其客户端及接入点认证的基础。802.1x拥有许多不同计算复杂性及安全级别的认证算法。

WPA使用Cisco公司的时间密钥完整性协议保护报文加密过程。首先通过使用802.1x认证过程创建了128bit初始密钥，它与发射机的MAC地址与或后，作为该客户端唯一的密钥。这个中间密钥再与48bit顺序序列混合得到每个报文的密钥，该密钥就可被包含24bit IV及104bit密钥长度的WEP机制使用。该顺序序列将在每个报文后增加，任何的乱序报文将被抛弃，从而避免了IV重用攻击。注意在当前速率下，48bit空间的顺序序列可不重复地使用1000年以上，因此密码串重复的可能性可被排除。另外，为防范攻击者注入与有效报文仅有微小区别的报文混淆视听，WPA还包含了一个复杂精妙的完整性检查机制。

WPA可处理WEP所有已知的安全威胁，当然它的安全性依赖于802.1x认证过程中相关算法的选择及实现。但对家庭网络及大部分企业网络而言，这种安全性已经足够。在本书写作期间(2004年年中)，802.11i工作组已批准使用高级加密标准，以取代WEP RC4算法，从而对大部分应用提供了适当的安全性。

对敏感数据特别关注的企业可使用VPN及SSL提供端到端的安全性。这个方法的优势在于它不仅在无线链路，而且在通信的每个层次上都防止了窃听。但是VPN的建立与维护较为复杂，不支持跨接入点的漫游，特别是这种漫游需要改变设备的IP地址时。

## 3.4 HiperLAN与HiperLAN 2

许多研究者在参与802.11a标准制定时也参与制定了欧洲的相关标准，这就是HiperLAN标准。它的物理层与802.11a颇为相似，都在5GHz频带上使用OFDM技术，而调制与编码技术及所支持的数据率也完全相同。HiperLAN的物理层与ETSI动态频率选择及能量控制的规范完全相符。

但是，HiperLAN的MAC层完全不同。它不再基于以太网标准，而是基于ATM方法。ATM网络在20世纪80年代与90年代由电话服务商提出，意在同时支持视频、数据及音频等数据的有效传送并可针对大量用户控制其流量与服务质量。最初的ATM网络使用固定的53bit报文与虚连接，而不是IP网络中的可变大小报文及全局地址。HiperLAN的MAC层由接入点作为全网的中心控制器给每个站点分配固定的时间槽，从而提供对ATM网络的支持。

ATM最初作为一种从广域网到桌面计算机的扩展而提出，实际上它也很少在大

型电信服务商的数据网络之外应用。类似地，基于 HiperLAN 的产品也未在商业上获得成功。据作者所知，目前甚至没有基于 HiperLAN 2 的产品上市。在 FCC 的调整使得欧美两地政策更趋一致后，802.11a 标准有望获得更大的成功，它进一步压缩了 HiperLAN 产品的空间。尽管 HiperLAN 在 QoS 方面优于 802.11a，但许多关于 QoS 服务如视频传输的厂商已将目光投向 802.15.3a 超宽带 UWB 标准，我们将在下一节讨论。

## 3.5 从 LAN 到 PAN

WLAN 的意图在于为计算机网络服务提供无线方式扩展，而 WPAN 的目标有所不同，因此导致与其孪生兄弟的种种不同。它主要用以消除联网对电缆的依赖，即通过无线数字连接取代所有的串并打印机线、通用串口总线及简单的麦克风模拟线路等。虽然随个人及文化的差异，私人范围的大小各有不同，但总体而言，它们都比较小，因此 WPAN 所需传输距离比 WLAN 更小。另外各种线路本身并不昂贵，因此 WPAN 产品也必须廉价。最后，由于 WPAN 产品往往包含于便携式电池供电设备中，它们也必须耗能低。

我们讨论三种 WPAN 标准活动，它们都是(至少到目前为止)在 IEEE802.15 工作组的支持下制定的。WPAN 的定义可能随时间而进一步扩展，例如从替代低速电缆到高速电缆，并应用于数字化家庭娱乐，这是当前许多公司力推而尚未取得成功的领域。

### 3.5.1 蓝牙

蓝牙特别兴趣小组首先开展 WPAN 方面的研究。该小组由爱立信公司在 1998 发起，随后得到了 Intel、IBM、Nokia 及 Toshiba 等大公司的支持。蓝牙商标由爱立信公司拥有并授权给用户使用。蓝牙的取名颇有渊源，它来自公元 940 到 985 年间丹麦国王 Blätand 的名字。由于与 IEEE 的相对分离，蓝牙是一种与 802.11 并不完全兼容的网络。由于两者工作于同一频段，这显然是不利的。现在蓝牙已归于 IEEE 802.15.1 工作组。

为便于使用，蓝牙的操作无需用户预配置。它通过自组织方式发现相邻并组成网络。由于调制简单、传输能量低、数据率低以及并不高的灵敏度要求使得蓝牙标准仅需很低代价、很低能量便可实现。跳频技术也使得多个蓝牙网络可以并存。蓝牙网中主设备负责分配同步时间槽，它可针对音频及其他时间敏感的应用以确定性方式分配相应的资源。

蓝牙的体系结构以微网(piconet)为基础，如图 3-22 所示。这个名字又可追溯到 Blatand 国王时代。一个 piconet 由一个主设备与大量从设备组成。每个 piconet 都由其所使用的跳频模式标识。主设备设置跳频时钟，而从设备与之保持同步。蓝牙通过相关机制确保设备既可发现邻近的 piconet，又可组建自己的 piconet。

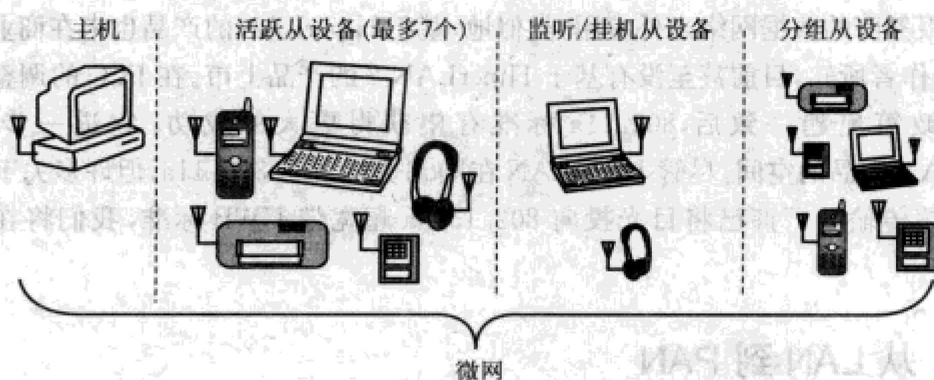



图 3-22　蓝牙微网

在给定时间内只有七个从设备可处于激活状态。其他设备中，一些可能处于节能的侦听状态或保持状态。侦听状态的设备侦听指向它们的报文；保持状态的设备不主动参与 piconet。其他成员处于停留状态，此时从设备通过侦听周期性的 beacon 报文保持与主设备的同步，但在被唤醒之前不参与其他活动。

由于不同的跳频，只要干扰足够小，多个 piconet 可以重叠。一个 piconet 中的从设备可能是另一个 piconet 的主设备。多个拥有一些共同设备的 piconet 组成分散网(scatternet)。一个 piconet 内的设备可依其功能交换信息，用户无需配置就可使用打印机、照相机及其他外围设备。设备通过查询与调度的方式发现相邻设备并组建 piconet。

蓝牙 1802.15.1 的物理层同样工作在 2.4GHz ISM 频带，因为该频段至少在全世界大部分地方都是可用的。在美国该频带可划分为 79 个 1MHz 宽度的信道，如图 3-23 所示，放弃边界频带的使用是为尽量减少超出频带限制的行为。

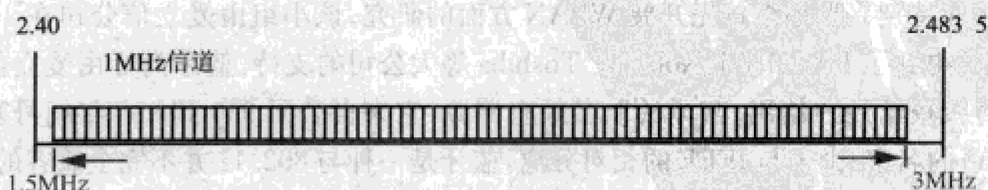



图 3-23　蓝牙信道划分

通常情况下，一个 piconet 中的所有设备每秒跳频 1 600 次。暂停期为 625μs，因此两个跳跃之间空隙为 625bit。当设备处于查询或调度模式，它的跳频次数加倍，以减少发现其他设备的时间。

信号调制使用高斯最小偏移键控 GMSK(即高速频率偏移键控)。GMSK 即可视为频率调制也可视为相位调制。在每一位，频率可保持不变，也可变化以使得信号相位在时间 $T$ 内变化 $\pi$rad，如图 3-24 所示。由于振幅始终不变，峰值均值之比始终为 1，因此对发射机及接收机的线性度的要求并不高。GMSK 与 BPSK 类似，但 BPSK 对两个相位点变化限制更少，导致相邻符号位的振幅变化很大。每个 GMSK 符号位仅载有一位数据，

因此数据率为 1Msymbol/s = 1Mbit/s。

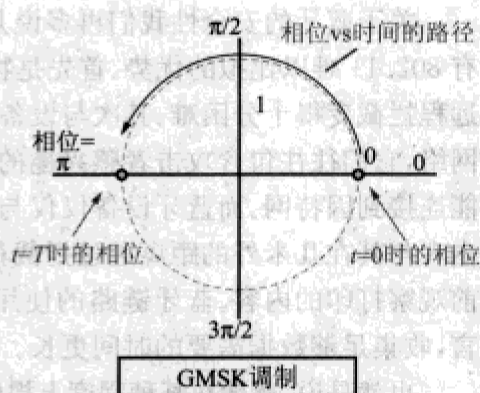



图 3-24 高斯最小偏移键控

蓝牙设备可分为三类，它们的传输能量分别为 20dBm(100mW)、4dBm(2.5mW)及 0dBm(1mW)。其中第三类最为普遍。接收机在接收信号为 −70dBm 时误码率不能超过 0.1%，即对 600bit 报文，原始误码率约为 60%。这个要求低于 802.11，后者的典型传输能量是 30mW ~ 100mW，而接收机的灵敏度为达到 2Mbit/s 发送的数据信号为 −80dBm 时仍可正确接收。两个三类蓝牙设备连接的路径损耗比相应的 802.11 要低 30dB。因此传输能量及噪声的要求均较低，保证了蓝牙设备的廉价实现。

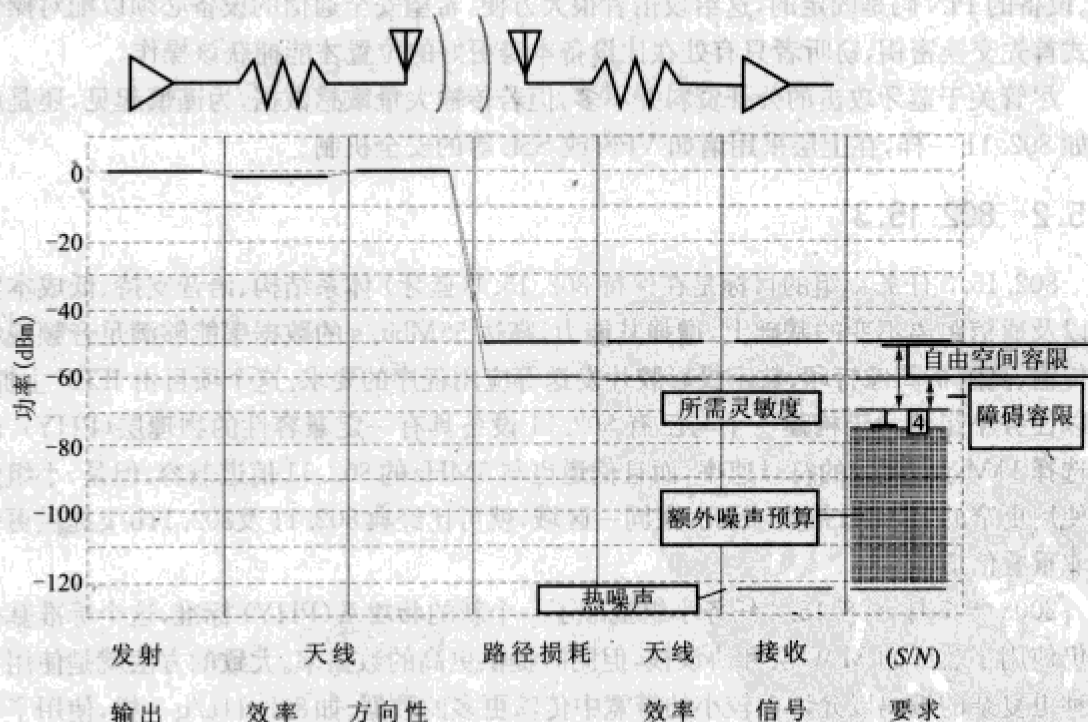



图 3-25 蓝牙链路预算举例：距离为 10m，发射功率为 0dBm

图 3-25 给出了链路累积计算的实例。假设传输能量为 1dBm，天线具有适度的方向性(1dB，与全向天线相比)，天线效率 80%。在 3m 时自由空间路径损耗大约 51dB。我们进一步假设用户正处于通信路径上，引入 10dB 的障碍损失。若 GMSK 调制需要 S/N 达到大约 4dB 才可正确接收，那么这种情况下仍然保持链路盈余 10dB，可容忍的噪声不能超过 39dB。这个距离已经很大，而很多蓝牙设备的功能要远过于此。因此，对于短距离内低速率通信，蓝牙确实是一种合适廉价的实现方案。

关于蓝牙的安全性我们再多说几句。不管采用何种加密机制，蓝牙在两个方面具有802.11难以比拟的优势。首先是物理层限制，第三类蓝牙设备极低的传输能量使得远程拦截变得十分困难。其次与设备的使用相关。许多802.11设备连接到特定的局部网络，它们往往包含攻击者感兴趣的信息，例如某些服务器可能包含有价值的数据或能连接到因特网。而蓝牙设备仅仅与提供到相邻设备的一些简单数据流接入。一个攻击者与其在几米外的距离通过拦截获取例如指向打印机的数据，还不如直接到打印机前观察打印的内容。蓝牙链路的使用率低，且速率也远低于802.11，因此对攻击者而言，收集足够数据需要的时间更长。

也就是说，蓝牙在某种程度上提供了优于802.11的安全性保障。它同样提供了认证与加密，且使用不同的密钥。密码串使用E0序列发生器生成，目前认为它比RC4更难以攻破。但是和802.11类似，蓝牙也同样存在缺点。设备密钥一样是基于用户输入的PIN识别码。用户不会记忆复杂的密码，也不会随机地选择密码，因此暴力破解的可能性仍然存在。设备的PIN码是固定的，这给攻击者很大方便。希望安全通信的设备必须以配对操作方式首先交换密钥，窃听者只有处在比设备本身更好的位置才能捕获该操作。

尽管关于蓝牙攻击的公开资料并不多，但若传输大量敏感数据，为谨慎起见，还是应当如802.11一样，在上层采用诸如VPN或SSL等的安全机制。

### 3.5.2 802.15.3

802.15.3任务小组的目标是在保持802.15.1(蓝牙)体系结构、语音支持、低成本实现以及通信距离不变的基础上，增强其能力。高达55Mbit/s的数据率能够满足音频视频流传输、高解析图像打印、数字投影胶片发送等应用程序的要求。这个项目由IEEE主抓，所以任务小组致力于构建一个与已有802.11设备具有一定兼容性的物理层(PHY)。因此选择11Msymbol/s的符号速率，而且信道也与5MHz的802.11信道兼容。但是，小组倾向使用更窄的15MHz带宽，因此，在同一区域，就可比经典802.11及802.11b/g提供更多的非重叠信道。

2003年7月，802.15.3任务小组批准了一个新的物理层(PHY)标准，这个标准基本上仍使用了蓝牙的MAC层和协议栈，但同时提供更高的数据率。大致的方法就是使用了一种更复杂的编码以允许在较小的带宽中传输更多的数据。如802.11a/g一样，使用了更高级的调制方法，使得每个符号位可发送更多的数据。如表3-3所示。

为达到良好的性能(信噪比)，任务小组使用了一种新的编码方法，网格(trellis)编码调制TCM。到现在为止，我们所研究的传统的编码方法中，每一个比特集决定一个调制符号(例如，一个双位决定一个QPSK点)，而所接收的电压信号首先被转换回一个数字值(估计所传输的双位)，这些信息用以推断所传输的码字的可能值。编码是与调制不同的独立的操作。TCM通过将星座分成子集(每个子集中，信号点之间的距离很大)，将编码与调制相结合。子集的选择通过对某些输入位应用卷积码得到，而子集内的信号点则是那些剩余未编码的输入位。各子集的信号点分隔较远且抗噪声，因此，非编码的选择表

现良好。子集之间是很难区分的，但编码的保护使得这种选择十分鲁棒。与传统调制方法相比，在相同的带宽下，典型情况下对噪声的容忍度可提高大约 3dB。

表 3-3 802.15.3 数据率

| 调制方式 | 编码方式 | 码率 | 数据率(Mbit/s) | 灵敏度(dBm) |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| QPSK | TCM | 1/2 | 11 | −82 |
| DQPSK | None | — | 22 | −75 |
| 16QAM | TCM | 3/4 | 33 | −74 |
| 32QAM | TCM | 4/5 | 44 | −71 |
| 64QAM | TCM | 2/3 | 55 | −68 |

从频谱散射模型(如图 3-26 所示)可以看到这种方法的好处。802.15.3 在 15MHz 的带宽内却可达到与 802.11 g 相同的传输速率。它的实际意义在于不重叠的信道数更多，如此时利用美国 ISM 频带可得到 5 个不重叠的信道。这为信道分配及降低干扰提供了更大的灵活性。较低的带宽可能会引起符号间干扰与对多径效应的敏感性增强。但因为 802.15.3 是一项 PAN 技术，初衷上并非是面向长距离通信，因此这方面对性能的限制微乎其微。

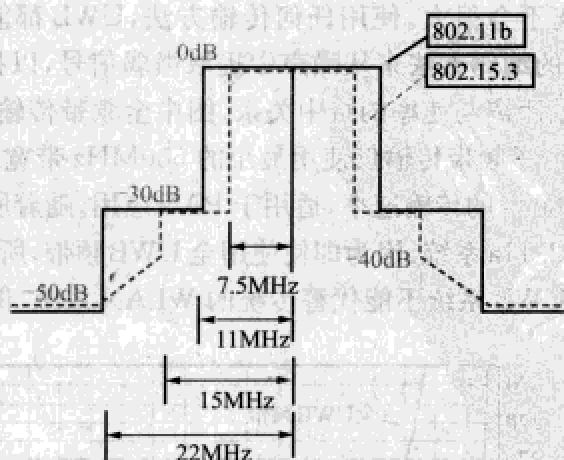



图3-26 802.11b 与 802.15.3 的发射谱屏蔽比较

## 3.5.3 UWB PAN:进展报告

虽然 55Mbit/s 的速率看起来很高，但对于高清电视信号的无线传输(该技术未来十年内有可能与大屏幕显示相结合成为主流配置)来讲，也只是一个最低限度值。802.15.3a 任务小组负责可以达到更高数据率，目标为 400Mbit/s，最低达到 100Mbit/s。以用来支持家庭和商务应用中多样的短距离的多媒体文件传输。

为了达到这样一个宏伟目标，任务小组再次基于最近的 FCC 政策发明了一项新技

术。2002年，FCC通过一个新的频谱使用方案：超宽带传输（UWB）。UWB无线电被允许在已分配给其他用户的频谱上发起数据传输（如图3-27所示）。但是为尽可能降低对现有用户的干扰，UWB的操作受到某些约束。首先，不管使用任何频带，绝对的发射功率不大于−40dBm。这个功率大小与计算机、PDA等非蓄意的发射的功率相近。在1GHz～3GHz区域这项限制更加严格，以用来保护蜂窝通信以及全球定位卫星导航。最后，如ISM频带的要求一样，UWB必须将其发送能量扩散到所允许频带的500MHz范围内。

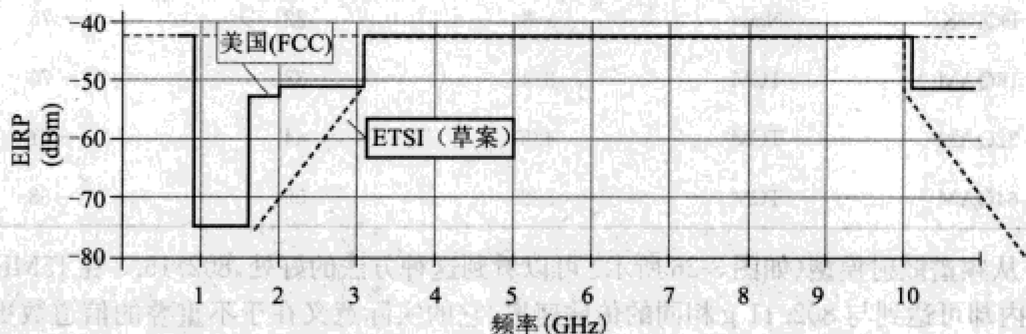



图3-27　美国FCC与计划中ETSI对超宽带发射机的限制（EIRP为等效全向辐射功率，详见第5章中对该概念的讨论）

UWB较大的可用带宽范围意味着其最高数据率可以非常高。但是，受限的发送功率又意味着传输距离不会很大。使用任何传输方法，UWB都能够以减少数据率为代价，通过使用更复杂的编码方法来从噪声中提取微弱信号，以扩展它的传输范围。

图3-28给出了通信距离与速率的折中关系。图中全频带传输是指利用整个7GHz可用带宽的传输，而一个子频带传输仅使用最小的500MHz带宽。很显然，子频带方法可在数米内达到100Mbit/s的传输速率，适用于PAN应用。随着所要求通信距离增加，UWB的性能将低于802.11a系统，因为即使使用全UWB频带，所获得编码增益也不能抵消传输功率的不足。UWB系统不能代替传统的WLAN系统，但对于WPAN来讲却是理想的方案。

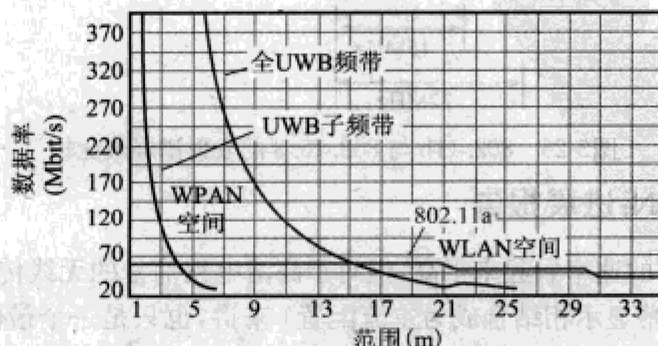



图3-28　UWB距离与数据率之间的关系曲线，包括全频带（7GHz）和子频带（500MHz）两种方式（引自Gandolfo，2003年无线系统设计会议）

在写这篇文章的同时，802.15.3a 任务小组正在考虑两种不同的方案作为 WPAN 的标准。我们首先看一下直接序列 CDMA 方案，它是建立在 Welborn 等人的 802.15-03 334/r3，它是 0137…r0 进行某些更新后的产物。它将可用带宽分成两块，低频带和高频带。不使用 5GHz 的 UNII 频带以减少对现有及已规划投产的产品的干扰(如图 3-29 所示)。无线电信号可以仅使用低频带或仅使用高频带或两者同时使用。它们可分别达到 450Mbit/s、900Mbit/s 和 1350Mbit/s 的数据传输速率。另外，双频带操作模式可以用来支持全双工通信，这样，无线电设备可以在一个频带传送数据的同时，利用另一个频带进行数据的接收。

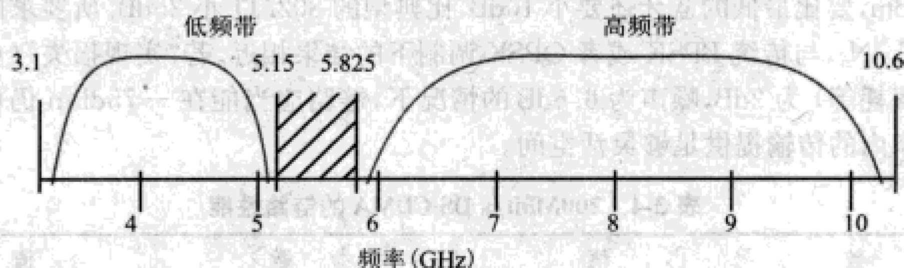



图 3-29 脉冲 UWB 频带结构

传输使用 Hermitian 脉冲。该术语指的是图 3-30 所示的脉冲形状和相应的频谱，图中显示了高频带脉冲，而更长的脉冲则用来作为低频带信号。

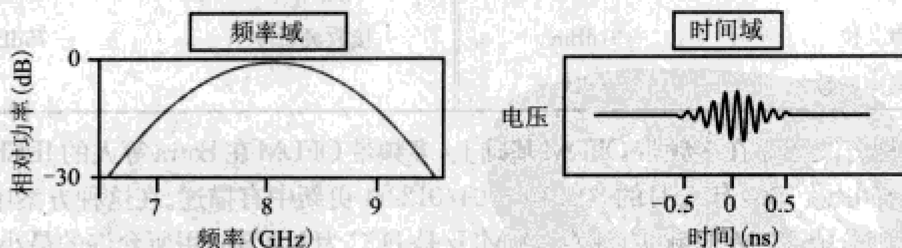



图 3-30 高频段的修正 Hermitian 脉冲

使用的调制技术可采用 BPSK 或者第 2 章所描述的双相位键控的变种——*M*-ary 双正交键控(MBOK)。该机制所允许的符号是特定的正脉冲或负脉冲序列。这些序列可用相互正交符号的层次结构来组织，即对不同的序列，它们相乘后的乘积之和(如果相关的话)为 0。图 3-31 展示了 $M=4$ 时的情况。每个符号由四个脉冲组成，如图左形象的描述。在右边的缩写符号中，一个负脉冲标记为"－"，一个正脉冲标记为"＋"。显然，前两个符号(00 和 01)及后两个(10 和 11)都是相互互补的。第一组的每个符号与第二组的任意符号均正交，例如，00.10 $=-1+1-1+1=0$，在这里，我们假定正脉冲与负脉冲之积为－1。

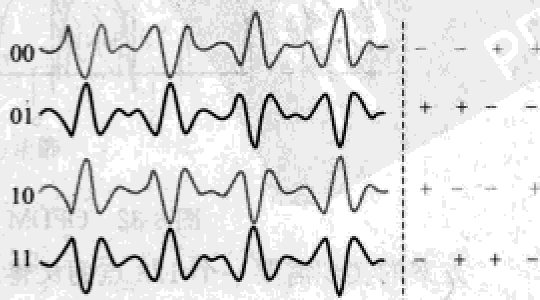



图 3-31 4-Ary 双正交符号

上述结构使用MBOK符号作为CDMA系统中的码片。每个数据位都与一个24或32码片相乘。这种方法与802.11经典物理层中Barker码与数据位相乘类似。不同的是，为保持多个频带同时无干扰的使用，此处使用了多个编码。四个独立的24码片编码下每个频带可允许四个独立用户或八个并存的piconet。Rake接收机可利用来自延迟不同的多条路径的信号增强码片序列的接收。决策反馈均衡器用以处理多径干扰。它可同时支持卷积码与块码。通过拼接这些编码可进一步提高性能，代价是增加了计算复杂度。

表3-4总结了在收发距离为4m，数据率为200Mbit/s下链路性能。注意，传输功率为－10dBm，要比最低的蓝牙还要小10dB，比典型的802.11小25dB。所要求的位能量噪声比，$E_b/N_o$，与传统BPSK或者QPSK调制下的结果相近。若"实现损失"(如天线限制，电缆损耗等)为2dB，噪声为6.6dB的情况下，链路应当能在－75dBm仍可正确传输，为几米内的传输提供足够灵活空间。

**表3-4　200Mbit/s DS-CDMA的链路性能**

| 参　数 | 值 | 参　数 | 值 |
|---|---|---|---|
| 数据率 | 200Mbit/s | 总噪声 | －84.4dBm |
| 发射功率 | －10dBm | 要求的 $E_b/N_o$ | 6.8dB |
| 路径损耗 | 56dB(4m) | 实现损耗 | 2.5dB |
| 接收功率 | －66dBm | 链路容限 | 8.7dB |
| 噪声/位 | －91dBm | 接收灵敏度 | －75dBm |
| 接收噪声系数 | 6.6dB | | |

第二种方案建立在多频带OFDM基础上，多频带OFDM在Batra等人的IEEE802.15－03/267r2,r6以及2004年3月的802.15－04/0122r4更新中有描述。在这种方案中，可用的UWB带宽被分成528MHz频带(注意500MHz是FCC为UWB应用所允许的最小带宽)，如图3-32所示。频带被整合成五组。第一组中设备应首先得到支持，而更先进的2～5组设备提供更高的性能。所有的设备都必须支持第一组频带，更高的频带则是可选的。

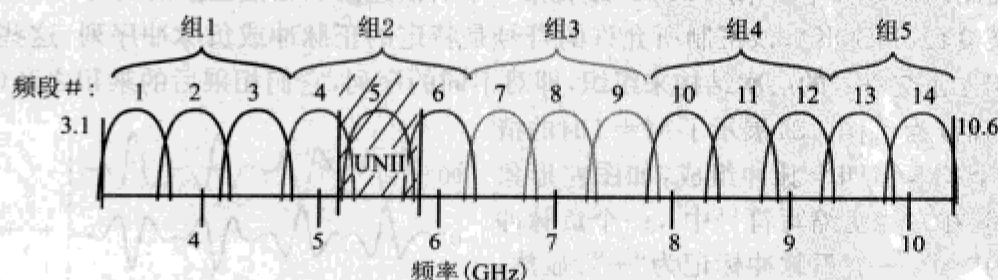



图3-32　OFDM UWB方式的带宽定义

方案的实现需要一个128点的反傅里叶变换(inverse FFT)用来创建比500MHz带宽稍微大些的副载波扩展。为了减少计算需求，每个副载波使用QPSK调制，而不是

802.11a/g中更高的QAM调制。而且，对于数据率少于80Mbit/s的情况，副载波的振幅在载波两侧共轭对称。也就是说，正频率（与载波相比）的第$n$个副载波是负频率第$n$个副载波的复数共轭。由复共轭频率组成的信号产生的电压信号为纯实数（这只是想象的方法，意在提醒我们以下公式$e^{i\omega t}+e^{-i\omega t}=2\cos(\omega t)$）。这意味着发射机和接收机在跟踪信号的同相与积分项（I 与 Q）时无需区分实部与虚部，简化了它们的设计。

相继的 OFDM 符号在一个频带组内的不同频带上发送。在第一组至第四组中的每个频带组，都有四种跳频模式，长度为6个符号，可满足同时并存四个 piconet（第五组只支持 2 种跳频模式）。因此总共最多 18 个 piconet 可并存。

表 3-5 总结了 200Mbit/s 下系统实现参数。比值为 5/8（8 个输出位，5 个输入位）的卷积码被使用。在 128 个副载波中，22 个用来作为导频及保护区域，另有 6 个不使用。因此符号长度约为 1/4μs。周期前缀不再使用。因为前缀导致信号的周期性，反而导致频谱线化，降低了总传输功率。在原本前缀所占用的时间内所有频率上一律填 0（填 0 OFDM）。每个数据符号在独立的子频带上分两次传送。通过在符号之间设置一个很短的保护期以允许子频带的切换。独立子频带的使用使得多个 piconet 可并存。

**表 3-5 宽带 OFDM 参数（200Mbit/s）**

| 参数 | 值 | 参数 | 值 |
|---|---|---|---|
| 数据率 | 200Mbit/s | 数据副载波 | 100 |
| 调制星座 | OFDM/QPSK | 信息长度 | 242.4ns |
| FFT 规模 | 128tone | 附加前缀 | 60.6ns |
| 码率 | R = 5/8 | 保护间隔 | 9.5ns |
| 扩频率 | 2 | 符号长度 | 312.5ns |
| 导频 / 保护副载波 | 22 | 通道数据率 | 640Mbit/s |

在表 3-6 中，我们比较了两种方案在 200Mbit/s 数据率，4m 传输距离下的链路层性能。OFDM 尽管敏感性要求稍高，但在噪声容忍度方面具有些许优势。但是，正如 802.11b 物理层的情况一样，在无线电性能上的一点点优势在决定商业前景方面远不及成本和易用性重要。

**表 3-6 链路性能（200Mbit/s）**

| 参数 | 宽带 OFDM | DS-CDMA | 参数 | 宽带 OFDM | DS-CDMA |
|---|---|---|---|---|---|
| 信息数据率 | 200Mbit/s | 200Mbit/s | 总噪声功率 | −84.4dBm | −84.4dBm |
| 平均发射功率 | −10dBm | −10dBm | 要求的 $E_b/N_0$ | 4.7dB | 6.8dB |
| 总路径损耗 | 56dB(4m) | 56dB(4m) | 实现损耗 | 2.5dB | 2.5dB |
| 平均接收功率 | −66dBm | −66dBm | 链路容限 | 10.7dB | 8.7dB |
| 噪声功率 / 位 | −91.0dBm | −91dBm | 接收灵敏度等级 | −77.2dBm | −75dBm |
| CMOS 噪声系数 | 6.6dB | 6.6dB | | | |

最近(2004年3月)针对直接序列方法的修改已经改变了MBOK信号处理方式并提供了同时适用于多频带OFDM及直接序列方法的机制。看起来多频带OFDM方案的希望更大,但目前为止也未被批准。在写本文时,尚不知道那种标准将被IEEE批准,也无法预料这个标准能否得到商业成功。但是,即使两种方案都不会被部署,这两种方案也为未来高速短距离传输指明了一定的方向。

## 3.6 小结

WLAN用以扩展LAN的覆盖范围,因此许多特征与LAN相同。然而无线传输的特征要求WLAN处理连接管理、媒质分配、错误检测及纠正,以及链路安全性等问题。IEEE 802.11b是一种很好的低成本解决方案,它兼顾了传输距离与数据率,并且易于与以以太网为基础的有线局域网集成,而且成功的WECA联盟还为多厂商设备之间的互操作提供了保证。所有这些使得802.11bWi-Fi获得了普及,尽管它在安全性及QoS的支持上仍比较有限。802.11b的进一步增强即802.11g及802.11a提供了未来支持更多用户与应用的一种途径。WPA以及802.11i将带来更强的加密与认证能力,从而充分保护敏感信息。

与WLAN不断进步的同时,WPAN也开始取代局部的电线。由于历史及技术的原因,PAN结构与WLAN不同,它使用自组织的主/从设备组成piconet。WPAN提供了短距离通信能力,仅需很低的传输能量及接收灵敏度。同时WPAN也支持时间敏感的应用。WPAN的速率正在不断提高,而UWB长远看来,将是整合多种多样的家庭娱乐信息设备到单一的短距离无线网络的基础。

## 3.7 补充读物

### 802.11网络

**802.11 Networks:The Definitive Guide.** Matthew Gast:(在第1章中引用过):这是最好最完整的介绍,其内容远不只我们在这里提供的帧和网络管理方面。

**Wireless Local Area Networks.** Benny Bing(ed.),Wiley-Interscience,2002:由于这本书的各个章节的作者分别来自不同的组织,各章的质量也参差不齐,但该书介绍了许多基础知识。其中Heegard等人编写的第二章对802.11b编码的性能做了很好的讨论。

**How Secure is Your Wireless Network?**,Lee Barken,Prentice-Hall,2004:更加详细得讨论了WEP的缺点,以及WPA、EAP和VPN建立方面很实用的介绍。

WEP 攻击

"Weaknesses in the Key Scheduling Algorithm of RC4," S. Fluhrer, I. Mantin, and A. Shamir, Selected Areas in Cryptography conference, Toronto, Canada, 16–17 August 2001

"Using the Fluhrer, Mantin and Shamir Attack to Break a WEP," A. Stubblefield, J. Ioannidis, and A. Rubin, Network and Distributed Security Symposium Conference, 2002

蓝牙

**Bluetooth Revealed**, Brent Miller and Chatschik Bisdikian, Prentice-Hall, 2001:该书很好的介绍了蓝牙协议如何工作,以实现发现、关联和网络流量管理。

网格编码调制

**Digital Modulations and Coding**, Stephen Wilson(cited in chapter 2):该书的第 6.6 节很详细的讨论了 TCM 的工作机理。

标准

http://www.ieee802.org/ 是所有 802 标准活动的主页,在本书编写的同时,802 标准已经可以在经过其认可 6 个月后从网上自由的下载 Adobe Acrobat PDF 版本。许多工作文档,比如在 5.3 节描述的 UWB 中所引用的文档,也可以从相关任务组的网页上获得。还不能免费下载的标准草稿也可以从 IEEE 商店购得(注意这些文件严格的数字版权管理限制,至少 2003 第 4 季度的版本存在这样的问题)。

网址 http://www.etsi.org/SERVICES_PRODUCTS/FREESTANDARD/HOME.HTM 提供 ETSI 标准的 PDF 下载。在 ETSI 的许多文档中都描述了 HiperLAN 标准,以下为三篇比较有用的文档:

ETSI TS 101 475 v 1.3.1 (2001): "Broadband Radio Access Networks . . . HiperLAN 2 PHYSICAL LAYER"

TR 101 031 v 1.1.1 (1997) "Radio Equipment and Systems . . . (HiperLAN) . . ." and

ETSI EN 301 893 v 1.2.3 (2003) "Broadband Radio Access Networks . . . 5 GHz High Performance RLAN"

http://www.bluetooth.com/ 是蓝牙专业兴趣组(SIG)的主页,但是在本书编写时该网站并没有包含蓝牙标准化组织的活动内容。

# 第 4 章 无线发射机和接收机

## 4.1 无线电概论

### 4.1.1 无线设备问题

制作一台收音机比较容易，在我还是孩子的时候就可以买到一套“晶体管收音机”元件，包括一个线绕电感天线、一个二极管和一副耳塞。通过调谐电感里的活塞(plug)就可以很清楚地收听到附近的调幅广播电台(至少，年轻人前置摇滚放大器般的耳朵可以收听到)。制作一台好的接收机是比较困难的，制作一台物美价廉且能工作在微波频率上的接收机则更难。现在，为无线局域网(WLAN)应用而制造的接收机有上千万台(蜂窝电话的接收机则达到上亿台)，这些都是无线工程师及设备制造者们的技能与不懈努力的最好证明，也证明了半导体技术的发展，销售和应用这些无线设备至少有可能得到丰厚的经济回报。

一台好的 WLAN 无线接收机需要满足以下几个主要要求：

- ☐ *灵敏度*：一台好的接收机必须能成功接收和解读出非常小的信号。在 1MHz 带宽内，1dBm 信号包含的热噪声大约为 −144dB。或大约为 $4\times10^{-15}$ W。根据不同的应用，对接收机的要求可能没这么严格，但一般来说，在信噪比($S/N$)足够大时，接收机必须能捕捉到非常微小的所需信号以实现精确解调。
- ☐ *选择性*：除了必须能接收到微弱的信号外，当存在大功率干扰时，接收机也必须能接收到信号。信道 1 上的一个接入点应该能接收到一位客户穿过房间、下到大厅时所发出的 −90dBm 的信号，即使位于信道 6 上另一个不同接入点的客户正好在信道 1 的接入点，用 −40dBm 功率(功率上高出 10 万倍)的信号发射到该接入点也不会对其造成影响。
- ☐ *动态范围*：在接收天线下，当客户直接将笔记本从办公室移动到会议室时，同一个接入点应该能接收到客户所发出的信号，也就是说，接收机必须能适应接收到功率变化范围超过 60dB 或 70dB 的所需信号。能精确探测到几毫微微瓦信

---

① 原文为 −114dB，疑有误。——译者注

号的接收机在处理几十毫瓦的信号时应该不会使信号产生过度失真。

- □ 开关状态：目前所有的 WLAN 和无线个人区域网技术都是半双工的——发射和接收使用同一个信道，发射机和接收机交替使用天线。当发射机工作时，接收机关闭，这样既减少了因发射信号泄漏而造成接收机由于过载而损坏的机会，又减小了功率消耗。当发射完毕后需要转回满灵敏度接收，只要转换速度足够快，数据就不会丢失。大多数 WLAN 设备允许使用两副分集天线中的任意一个（在第 6 章中进一步讨论）：接收机必须决定用哪一副天线才能在最短时间内做好接收发射数据的准备。

对 WLAN 无线发射机的要求则不同。

- □ 精度：发射机必须能用所期望的基带信号精确调制载频，并且能将载频保持在所期望的频率上。
- □ 效率：在不耗费太多直流功率的情况下，发射机必须能以所期望的绝对输出功率发射不失真的信号。在无线设备中，发射机的末级放大器往往就是最大的直流功耗源。
- □ 寄生辐射：发射信号的失真会导致在合法波段外的某些频率点上产生辐射信号，可能会对授权用户产生干扰，这会引起多数管理部门的反感（在 4.2.2 节中我们将更为详细地讨论这种寄生信号是如何产生的）。要产生干净的、无寄生频率的信号通常需要在射频（RF）功率的辐射量和可用直流功率之间寻求一种平衡。
- □ 开关状态：和接收机一样，发射机在不工作时也应关闭以节约能量，避免产生较大的干扰信号，同时在需要发射数据时能不失时机地迅速恢复工作。

和其他一些微波无线设备的应用相比，相对来说，以上这些要求实际上还是不高的。例如，半双工体系的应用起因于在未经许可的频段内历史性地产生出有限的可用带宽。已授权的蜂窝电话通常在发射和接收上使用配对波段。例如在美国，“蜂窝”波段内的电话业务用 825MHz～849MHz 频率范围内的某个信道发送信号，而用比该信道频率高 44MHz 的对应信道作为接收信道，其频率范围为 869MHz～894MHz。老式数字电话采用独立时隙进行发射和接收，因此也是半双工的，而老式模拟电话和现代通用分组无线业务以及码分多址电话则都是全双工的：即同时进行发射和接收。由于 WLAN 朝着 2.4GHz 的 ISM 波段和 5GHz 的“无需授权的美国信息基础设施（UNII）”波段方向上同时发展，因此，在 WLAN 中，同步发射和接收可能会变得越来越普遍。不过，构建一个隔离 2.48GHz 和 5.2GHz（变化 96%）的滤波器远比构建隔离如 830MHz 和 874MHz（变化 5%）的滤波器简单。另外，对于采用 802.11 标准的无线设备来说，媒介访问控制（MAC）可以对所有由于冲突而造成的传输故障和重试做传呼解释：当无线设备存在缺陷时，系统是逐渐停止工作的，因此，它可以容忍对其他应用程序来说可能无法接受的问题。

### 4.1.2 无线设备体系结构

所有现代数字无线设备在某一端都有一副或多副天线、一组模数转换器（ADC），

在另一端则有一组数模转换器(DAC)。天线上信号(对大多数WLAN和无线个人网络应用来说)的频率在吉赫范围内,而ADC和DAC则只能工作在几十兆赫的频率上。在无线设备的多种业务中,其中之一就是必须能实现天线与数字电路之间的频率变换。

自1917年Edwin Armstrong发明超外差式接收机以来,这种结构在实用接收机的设计中一直占据主导地位。超外差式接收机采用两步进行频率转换:第一步,将接收频率变换成中频(IF);第二步,通过某种放大和滤波后,再将IF信号变换为基带信号。对WLAN应用来说,2.4GHz的RF信号可能被变换成374MHz的普通IF信号,然后再将IF下变频至DC(如图4-1所示)。要注意,最后一步的下变频进行了两次,从而输出I和Q两路基带信号(I和Q是原信号中两个同相正交的分量),必须要这样,因为下变频并不能分辨出大于载频的频率和低于载频的频率之间的差异,因此,当载频转化到零频率时,I和Q在彼此的最高点截止。通过用不同的载波相位进行两次频率变换,就能够保留住边带信息。在4.2.3节,我们将给出详细的例子来说明这种方法在镜像抑制混频器中的应用。

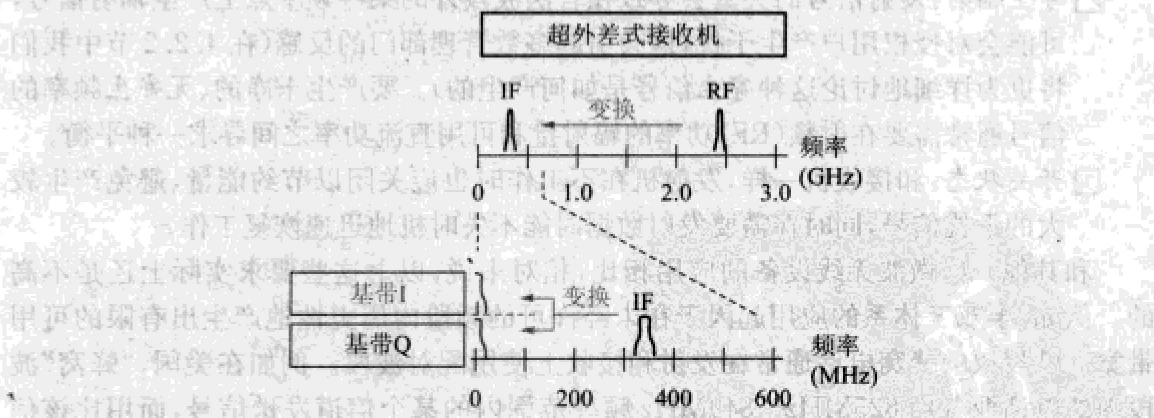



图4-1　WLAN超外差频率方案

一个WLAN超外差式接收机的框图可能如图4-2所示。为简单起见,在此我们只给出了末级下变频器。混频器用来将RF信号变换成IF和将IF信号变换成基带信号(频率为0)输出。波段选择滤波器选出我们感兴趣的整个RF波段(例如整个2.4GHz~2.483GHz的ISM波段),随后的放大器就工作在该波段内。第一级本地振荡器(LO)必须是可调的,IF就是所需RF与LO之间的差值。例如,要接收信道1上频率为2 412MHz的信号,需将LO设置为(2 412－374)＝2 038MHz,不过,一旦完成这种变换,IF就固定下来且DC就是DC了:设备所有其他的部分也都可以固定在某个频率上。(在现代无线设备中,基带滤波器可能具有自适应带宽,从而可以在不同环境下提高设备的性能。)

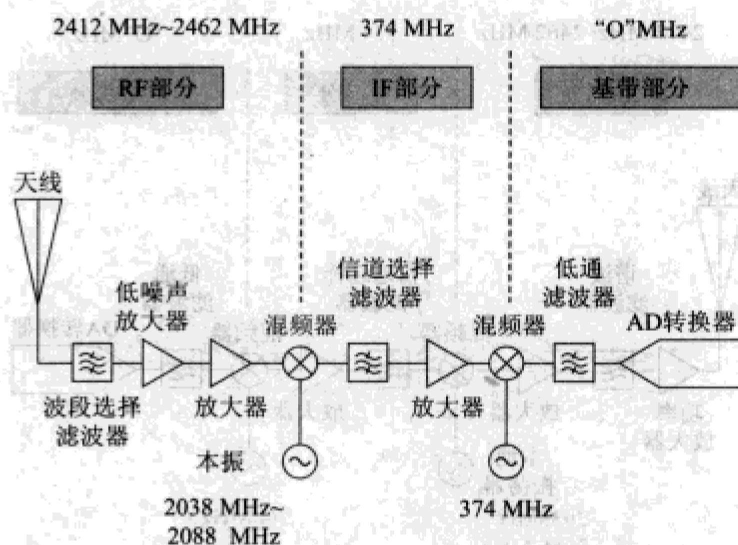



图 4-2 超外差式接收机框图

使用 IF 会带来很多好处。大多数情况下，我们都想在接收某个确定的信道(例如频率为 2.412GHz 的 1 信道)时不受邻近信道的干扰。电子滤波器电路可用来从所有信道中选出所需的信道，它对 IF 信号的滤波要比对初始 RF 信号的滤波容易得多，例如，20MHz 的信道只占 2.4GHz RF 的 0.83%，但却占 374MHzIF 的 5%，显然，区分频率相差 5%的两个信号比区分频率相差 1%的两个信号似乎要可行得多和实际得多。此外，接收机要能调谐到不同的信道上：如果用户为了能使用 ISM 波段中的三个信道而不得不购买三台接收机的话，恐怕很难让人高兴起来。要精确调谐好滤波器是很困难的，但超外差结构不需要调谐滤波器：可以用调谐 LO 来代替。实际上，固定 IF 也能很容易地设计接收机的放大器及其他部分的 IF 电路。最后，其余的都是一回事了，低频信号总是能比高频信号获得更高的增益，因此，放大 IF 比放大初始 RF 所付出的代价要小得多。IF 的选择是接收机在选择性、滤波性能、对 LO 的要求及元件成本之间的进行平衡的结果，我们将在 4.3 节的频率规划中讨论这个话题。

超外差式接收机的性能由几个关键要素决定。低噪声放大器(LNA)是主要的额外噪声源，几乎决定着接收机的灵敏度。信道滤波器之前所有元器件(放大器和混频器)的累积失真对接收机的选择性起主要决定作用：失真的干扰信号可能会在所需的频点上消耗功率，并通过信道滤波器泄漏出去。最后，由于 ADC 的功率范围比将要遇到的 RF 功率输入范围要窄得多，因此必须允许输出信号有足够大的增益调节度。

超外差式发射机和接收机相反：基带信号 I 和 Q 分别与 IF 信号混频后合并，再经过放大、滤波后变换成所需的 RF 信号(如图 4-3 所示，为清楚地说明，还是只给出一路基带信号)。在 WLAN 无线设备中，发射机和接收机所使用的 IF 通常是一样的，这样在收发时就可只用一个信道滤波器和共享 LO 信号。

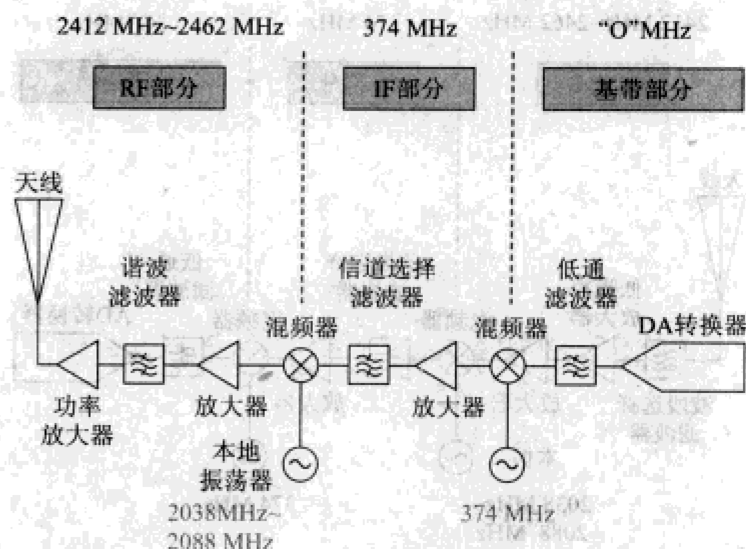



图 4-3　超外差式发射机框图

由于使用超外差式接收机，发射机所有末级混频器之前的组件都是工作在固定频率上的（基带或 IF）。末级混频器和放大器必须能在整个所需 RF 带宽上工作。发射机的性能往往主要由功率放大器决定。功率放大器失真会把不希望出现的寄生信号辐射进相邻信道和其他波段内。为了尽可能减小失真，当 DC 功率固定时要减少输出功率，但这势必降低功率放大器的效率。因为功率放大器决定了发射机的性能，所以超外差结构带给发射的好处要少于接收。

尽管 IF 滤波要比 RF 滤波容易，IF 滤波器仍然是超外差设备中比较昂贵的组成部分；IF 放大器也比基带放大器要贵。那么为什么不跳过 IF 阶段呢？两种超越常规超外差式结构的选择方案——直接变频法和近零中频（NZIF）法似乎找对了门路。直接变频的目的就是只通过一步就将 RF 信号变换为基带信号（如图 4-4 所示）。信道滤波器也变成了一个廉价的低通滤波器，其频率范围从零到几兆赫，而且，对这些低频可以采用带有放大器的有源滤波器，从而允许带宽和增益具有多种形式的数字调节。




图 4-4　WLAN 直接变频方案

直接变频式设备也遇到了一系列挑战。由于没有 IF 阶段，IF 增益必须转移到其他地方，典型情况是放在基带，因为这样做所需的代价较小。由于 LO 信号失真或其他不同原因而引起的 DC 补偿电压可能会在基带内被放大到很大，从而驱动 ADC 电压快

速升高，将所需信号淹没。同样地，由包括金属氧化物—半导体所组成的场效应管里的电子噪声和振动噪声（由无线设备里的机械振动所引起）在内的多种原因产生的低频噪声也会被很大的基带增益放大到令人困扰的地步。因为在直接变频系统里，LO和 RF 频率相同，因此，LO 信号无法滤除掉，在接收信号时就会被无意间辐射出去而对其他用户产生干扰，这种辐射信号还可能以时变方式从外界物体上反射回来，对所需信号造成干扰。

解决这些问题的一个方法就是频率不要变换到零，而是变换为一个很低的频率，其大小刚好满足能接收到所有信号的要求。对 WLAN 信号来说，所选的 IF 约为8MHz：这就是 NZIF 接收机。这么低的 IF 不再需要额外的变换，ADC 就能直接接收 IF 信号。由于没有 DC 信号，我们就能够在不影响接收机的情况下滤除掉任何 DC 补偿电压，不足几兆赫的低频噪声（包括大量的电子噪声和所有的振动噪声）也能被滤掉。不过，由于这种情况下的 IF 比较小，因此，所需频率的镜像频率与所需频率非常接近，从而不能被滤掉。因此，必须采用其他一些方法来进行镜像抑制，我们将在 4.3 节中更为详细地讨论这些结构方案。

### 4.1.3 一种“典型的”WLAN 设备

一台无线设备包括一个发射机、一个接收机和其他一些支持附属功能的组件。一个完整的 WLAN 无线设备的框图如图 4-5 所示，它由超外差式发射机和接收机组成。通常情况下，发射与接收使用相同的 IF，这样，收发就能共用 LO 和滤波器，为了叙述清楚，在此我们将 IF 作为两个独立的频率来分别阐述。发射和接收各自进行信号的同相变换和正交变换（I 和 Q），正如上文所述，这对于为载频的上、下边带提供各自的信号通道来

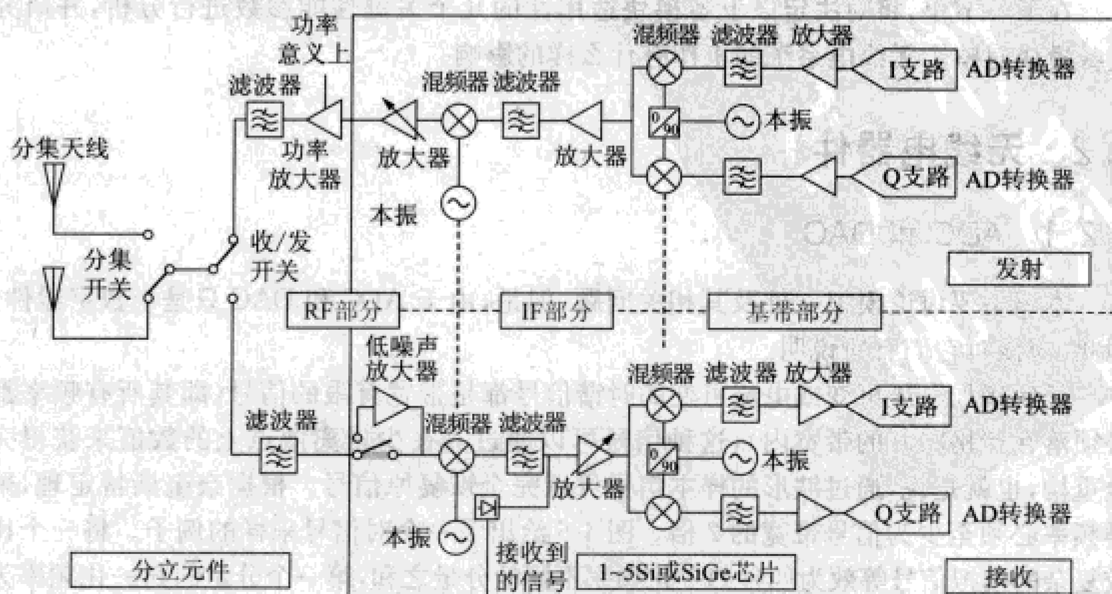



图 4-5 超外差式 WLAN 原型收发设备的简化框图

说是非常必要的。无线设备的核心部件典型地为一个或几个芯片。老式系统采用由双极性晶体管或具有硅锗(SiGe)基层的异质结晶体管所组成的硅集成电路。近年来,由于集成电路技术的发展,大多数芯片转为采用不太昂贵的MOSFET来构成。

功率放大器有时就是一块采用硅锗工艺或类似镓砷复合半导体工艺的独立芯片。因为WLAN是半双工的,因此,必须要在发射机和接收机之间设置收发(T/R)转换开关来转换天线。大多数WLAN设备(至少是接收机)可以在两副分集天线中选择一副使用,这就需要另加一个转换开关。尽管在4.2.6节中,我们将讨论一个由集成互补金属氧化物半导体(CMOS)来实现转换开关的例子,但目前通常还是采用一个或多个独立的芯片来实现开关功能。最后,WLAN设备的一个重要功能就是能给MAC层提供接收信号强度指示,以帮助确定发射信道在什么时候是畅通的。

图4-5的简单框图可能也会有多种不同的变化。今天已经有了多波段无线电台,其只用一副天线和一块基带/MAC芯片就能同时工作在2.4GHz和5.2GHz的频点上。一些WLAN系统采用比单个分集天线对要复杂得多的阵列天线,并且可能采用了修正的无线结构,正如在4.1.2节中所指出的那样,很多无线设备采用直接变频或NZIF的结构,不过,所有的这些设备都必须要依赖以下几个功能模块:

- □将模拟信号和数字信号进行相互转换的ADC与DAC。
- □提高信号功率的放大器。
- □进行频率变换的混频器。
- □用于变换和确定收发射号频率的振荡器。
- □能从多个干扰信号和寄生信号中选出所需频率的滤波器。
- □能适时选择所需输入的转换开关。

在下一节里,将对决定以上各模块适用性的几个关键性能参数进行分析,并研究这些模块对整个无线电系统的工作有什么样的影响。

## 4.2 无线电器件

### 4.2.1 ADC和DAC

本书主要讨论模拟元件及其相关问题,但是,由于ADC和DAC只是半数字器件,因此,应该对它们有所说明。

任何诸如电压可变或电流可变的时谐信号都是带宽有限的信号(即其所有频率都必须落在严格限制的带宽内),这种信号可以通过其在少量离散点上的数值来获得完全重构,也就是说,通过波形的样本信号可以完全恢复原信号。根据奈奎斯特定理,采样频率必须至少为信号带宽的2倍。图4-6给出了一个对信号采样的例子。将一个比较复杂的模拟信号等效为四种归一化频率不同的分量之和,第一个分量的归一化频率为1,第二个为$f=2$,第三个为$f=5$,最后一个分量的归一化频率为$f=7$。我们给出了每个分量各自独立的采样过程,这是正确的,因为采样是一个线性过程[(对$(A+B)$的采样

=对 $A$ 的采样与对 $B$ 的采样之和]。因为最高频率为 7，所以需要 14 个样本才能确定信号。显然，确定频率为 1 和 2 的信号幅度时，这样的样本数远远超过实际所需，但对于频率为 7 的分量来说则恰好足够。必须指出，采样定理假定样本的值是复数，这意味着对于实信号来说，必须采用同相正交的方式进行采样，或者相当于将信号混频以输出 I 和 Q 两路信号后，再对每一路信号以 2 倍于整个带宽的采样速率各自进行采样。

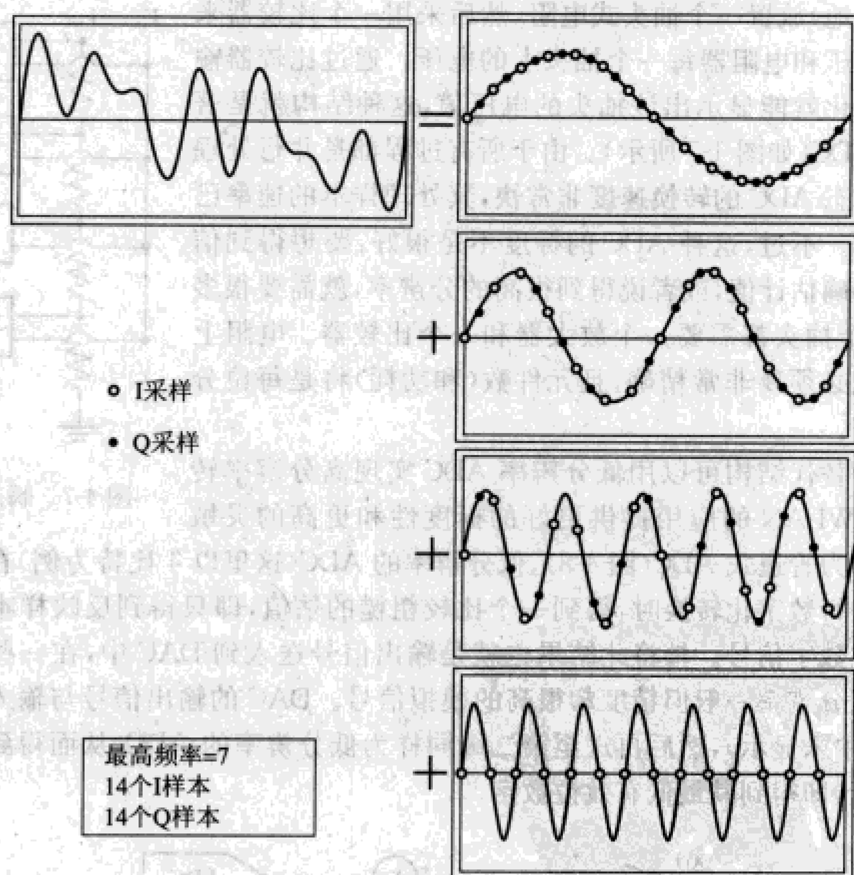



图 4-6 有限带宽信号的 Nyquist 采样

原则上，可以用与调制带宽的相等的采样速率对已调载波信号(即接收到的 RF 信号)进行直接采样，因为有用信息包含在调制信号里而不是在载波里，这就是我们所熟知的二次采样混频器方案，它可以同时实现频率变换和 ADC。不过，这种方法并不常用，多数情况下是用模拟元件将 RF 信号下变频为 I 和 Q 基带信号，再以(至少)2 倍信息带宽的速率对这两个基带信号进行采样。需要指出的是，以速率 $R$ 发送数据所需的带宽约为$\frac{R}{2}$。(为什么是这样呢？设想有一串交替变化的数字 1 和 0，显然，其最高频率的数字流在本质上就是一个频率为数字速率一半的正弦信号。)

反之亦然：一个具有有限带宽的模拟信号也可以通过以奈奎斯特速率采样的样本信号来获得重构，这就对 DAC 提出了同样的要求：在 802.11 经典标准或 802.11b 标准

下，至少需要 11Msymbol/s 的样本率才能确定所需的发射信号。样本信号一出现，DAC 就产生一个恒定的输出电压，一直持续到下一个样本信号出现时为止。这种阶梯输出电压波形经过滤波器后，就从某一个值平滑变换到另一个值，从而就能重构出我们所期望的有限带宽的模拟信号。

构造一个 ADC 的最简单方法就是在两个电压之间(比如电源电压和地)放置一个抽头式电阻，然后采用一个比较器来比较输入电压和电阻器每一个抽头上的电压。通过比较器输出电压的变化就能显示出该抽头的电压值，这种结构就是著名的瞬态 ADC(如图 4-7 所示)。由于所有过程都是并行处理的，因此，瞬态 ADC 的转换速度非常快，其处理样本的速率已达到几吉赫。不过，这种 ADC 的标度不是很好：要想得到信号电压的精确估计值，或者说得到很高的分辨率，就需要很多抽头，且每个抽头都需要一个放大器和一个比较器。电阻上电压的分配必须要非常精确，且元件数(和功耗)将是每位分辨率的两倍。

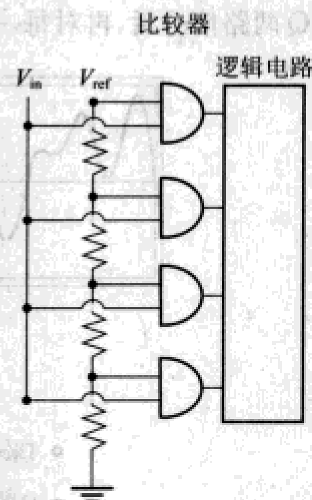



图 4-7　瞬态 ADC

有两种替代结构可以用低分辨率 ADC 实现高分辨率转换，并能为 WLAN 的应用提供更好的标度性和更高的灵敏度。第一种为管道式 ADC(图 4-8)，低分辨率的 ADC(这里以 4 比特为例)在对输入的样本信号进行数字化转换时，得到一个比较粗糙的估值，即只得到反映样本电压值的最高有效位数字信号。再将此结果也就是输出信号送入到 DAC 中，在一些状态下就能产生虽然分辨率一般但精度却很高的模拟信号。DAC 的输出信号与输入电压相减后放大(图中未显示)，然后再送至第二级同样为低分辨率的 ADC，从而得到对驻留电压精细估计，即得到其最低有效位数字。

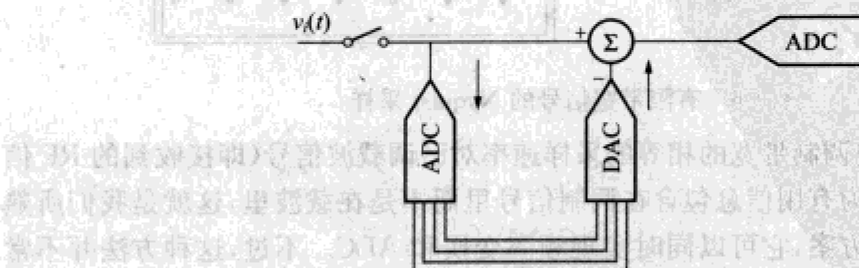



图 4-8　管道式 ADC

这样就可以通过合并两个 4 位 ADC 得到 8 位分辨率。在实际应用中，要多加几级 ADC，并且实际输出的分辨率要略小于所有 ADC 分辨率的总和，这样才能修正 ADC 重叠所带来的分辨率误差。因为转换每一个样本信号都需要经过好几步，因此，管道式 ADC 在接收输入电压信号和输出数字信号的过程中存在时延。通过在管道中同时加载数个样本信号并采用并行方式进行转换就能将 ADC 的总体时延减到最小。在合

理的尺寸大小和功耗条件下，管道式 ADC 允许样本信号的速率达到每秒几十兆。

另一种常见的结构就是 Σ-Δ 型 ADC，它通过一个反馈环将中等分辨率转换变成高分辨率转换(如图 4-9 所示)。在每一个采样时刻都有一个电压提供给 ADC 的输入端，再用由 DAC 输出的当前样本信号的估计值减去该电压，然后再将此电压差进行积分后送给一个 ADC，此 ADC 可以是低分辨率的，因为它仅仅用来修正 DAC 输出的估计值，经过一段时间(我们希望要短于采样时间)后，估计值将收敛到输入样本信号的值，修正电压也变为 0。

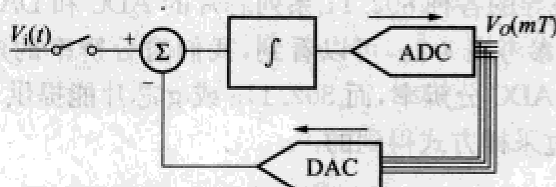



图 4-9 Σ-Δ 式模数转换器

Σ-Δ 型 ADC 以牺牲分辨率来换取转换速度。通常使用 1 位转换器，这样采样率就要比所期望的输出速率高很多。输出端的数字滤波器滤除掉所产生的噪声后就能得到样本电压的一个精度合理的估计值。

每种结构的 ADC 都有一种相应的 DAC 结构，例如，模拟转换瞬态 ADC 的输出就采用导流式 DAC，这种 DAC 根据输出电流串的二进制值，将其直接转换为加权的二进制电流源输出。一般来说，对 DAC 的要求比 ADC 要稍微宽松些，因为其输入信号没有干扰和突变以及其他不可预测的情况。不过，应该指出，在高功率接入点上，DAC 的宽带噪声会成为带外功率的主要提供者，尤其是在噪声不能被预先滤除的直接变频结构中，在本章第 3 节中将会看到更多关于噪声与结构的讨论。

对 WLAN 的应用来说，应该需要多大的转换速度和分辨率呢？对于经典的 802.11 信号来说，要捕获到每秒 11M 的芯片信号，则样本信号的速率至少为 11Msymbol/s。为了提高对接收信号的估计精度，很多系统使用多于最少样本数(过采样)的样本信号。802.11a 或 g(或 Hiper LAN 2)标准的信号每 4μs 包含一个正交频分复用(OFDM)字符，每一个字符必须(至少)要被采样 64 次以产生 64 种可能的子载波：$(64/4\times10^{-6})=16$Msymbol/s。

回顾第 2 章可知，一个二进制相移键控(BPSK)信号(经典的 802.11 信号)需要大约 9.5dB 的信噪比才能实现精确解调：这等效为 ADC 分辨率仅仅只有 2～3bit(因为 ADC 采样的是电压而不是功率，因此，9.5dB=电压的 3 倍因子)。速率更高的正交相移键控(QPSK)信号大约需要 12dB 的信噪比或约 4bit 的分辨率，它能更精细地决定 OFDM 信号需要多大的分辨率。64bit 正交幅度调制(QAM)信号(子载波为高速模式)大约需要 26dB 的信噪比($S/N$)才能实现精确解调：大约相当于 5bit 分辨率。不过，$S/N$ 是相对于平均信号来衡量的，在 64QAM 的星座图中，峰值(拐)点功率大约比平均功率大 4dB，因此就可达到 6bit 分辨率。将这束信号加到一起就可形成 OFDM 字符，

有人会天真地期望如果再将分辨率多加 6bit(毕竟 $2^6=64$)就可描述 52 种有效载波，但仿真结果表明总共只需 7～9bit 分辨率就足够了(在 4.6 节中 Come 等人将对此详细阐述)。假如我们要设计一个能为解调 RF 信号提供必要分辨率的 ADC 的话，最好能有非常合适的信号幅度输入，因此信号要有很好的增益调节度。在实际设计过程中，为一些增益调节度不太好的模拟信号多提供一些分辨率要更为审慎一些，如此一来，转换 802.11 经典/b 的信号大约需要 6bit 分辨率，而 802.11a 或 g 信号则可能需要 8～10bit 分辨率。

表 4-1 总结了已报导的各种 802.11 系列芯片的 ADC 和 DAC 参数，其与近年来商用独立 ADC 的比较可参考表 4-2。可以看到，我们对分辨率的期望值大致可以满足：802.11b 大约需要 6bitADC 分辨率，而 802.11a 或 g 芯片能提供 8bit 分辨率，它们已报导的采样率都是采用过采样方式得到的。

**表 4-1　802.11 ADC/DAC 性能综述**

| 厂　商 | Intersil/Virata | Broadcom | Broadcom | Marvell | Thomson |
|---|---|---|---|---|---|
| 所支持的协议 | 802.11b | 802.11b,g | 802.11a | 802.11b | 802.11a |
| DAC 分辨率/速度 | 6b 22Msymbol/s | 8b | 8b | 9b 88Msymbol/s | 8b 160Msymbol/s |
| ADC 分辨率/速度 | 6b 22Msymbol/s | 8b | 8b | 6b 44Msymbol/s | 8b 80Msymbol/s |
| DC 功率：发射 | 720mW | 144mW | 380mW | 1250mW | 920mW |
| DC 功率：接收 | 260mW | 200mW | 150mW | 350mW | 200mW |
| 参考 | 数据手册 | Trachewsky 等 HotChips 2003 | Trachewsky 等 op. 引用 | Chien 等 ISSCC 2003 20.1 | Schwanenberger 等 ISSCC 2003 20.1 |

与分立元件相比，集成 ADC 的性能比较适中(如表 4-2 所示)，通过比较它们的功耗就可以明白为什么会这样：比如，高性能的 AD6645 在 105Msymbol/s 的速率下具有 14bit 分辨率，足以满足一个非常简单的、低增益控制的无线电结构的需要，但是其功耗要大于所有 Broadcom 系列的芯片。功能的集成度要在性能、功耗和制作无线设备的每个元器件价格之间寻求一种平衡，尽管如此，集成后的性能足够满足 WLAN 的需要。

**表 4-2　商用独立芯片的 ADC 性能综述**

| 元　件 | 分辨率(bit) | S/N (dB) | 速率(Msymbol/s) | 量化 S/N(dB) | 功耗(mW) |
|---|---|---|---|---|---|
| AD6645 | 14 | 105 | 73.5 | 90 | 1 500 |
| SPT7722 | 8 | 250 | 46 | 54 | 425 |
| MAX1430 | 15 | 100 | 77 | 96 | 2 000 |
| ADC10080 | 10 | 80 | 60 | 66 | 75 |
| ADC10S040 | 10 | 40 | 60 | 66 | 205 |

注：该表来源于文献“High Speed ADC's…，” David Morrison, Electronic Design 6/23/03, p. 41。

## 4.2.2 放大器

放大器的主要特性是增益、带宽、噪声、失真和功率。产生增益是放大器的主要目的：增益即输出信号与输入信号大小的比值。作为 RF 环节的一部分，放大器必须具有很快的响应速度，而对其余环节，放大器的带宽影响不大。放大器不可避免地会产生噪声，其输出信号应该只是对输入信号的放大，但实际上并非如此，时域的失真在频域上表现为寄生输出，失真通常反映了放大器输出功率的最大限度。下面我们就来依次考虑放大器的每一项性能指标。

增益是输出信号与输入信号之比，在 RF 应用中通常是指功率增益，因为功率比电压更容易测量：$G$=输出功率/输入功率。在无线电路板和无线系统里，通常假定放大器的输入和输出之间是 50Ω 的阻抗匹配，不过，集成芯片放大器可能采用不同的输出阻抗。在频率较低的 IF 或基带上可能会采用高阻抗，这时功率增益就比相应的电压增益要小。RF 增益比 IF 增益或基带增益要更难获得些，因此在大多数设计中，只有当要实现理想的噪声性能时才采用比较大的高频增益。

有两类器件可以放大吉赫频率的信号：场效应管（FET）和双极结型晶体管（BJT）（如图 4-10 所示）。FET 是横向器件：电子沿着其栅极下的沟道从源极横向移动至漏极，电子数的多少取决于门电势的大小。输出电流的大小等于沟道内的电子数乘以其移动速率，而电子所能达到的移动速率则主要取决于这些器件所使用的半导体类型。（由于空穴的移动速率比电子的要小很多，因此 P 型半导体器件很少用于制作高频放大器。）电子数的多少大致与栅极—源极之间的电压呈线性关系。

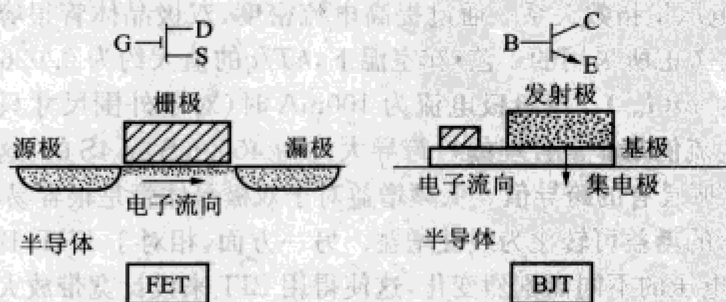



图 4-10 场效应管和双极结型晶体管

双极结型晶体管是纵向器件：电子从 N 型发射极注入到 P 型基极，再从基极开始漂移直至被 N 型集电极收集或在基极区与空穴重新结合（这种情况极少发生）。基极电子数取决于电子在热运动作用下能否跳跃发射极—基极间的势垒，基极电子数与势垒高度满足指数关系。因此，双极结型晶体管里的电流与其输入电压呈指数关系，当输入电压发生小量的变化时，输出电流也相应地发生线性变化：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}v_{in}} I_{out} \approx \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}v} e^{\frac{-qv}{kT}} = \frac{-q}{kT} e^{\frac{-qv}{kT}} = \frac{-q}{kT} I_{out} \tag{4-1}$$

式中，$q$ 为电荷，$k$ 为波尔兹曼常数，$T$ 为绝对温度。

为了便于比较这两类器件,将半导体器件想象为一个跨导放大器会比较有用:跨导放大器接收 RF 小信号而输出大电流。电流的变化量与电压变化量之比即为跨导,即 $g_m = dI_{out}/dv_{in}$。为将此跨导体转化为一个电压放大器,我们通过一个加载电阻将电流转化为电压,其消耗功率即为电流与电压的乘积。当频率足够低以至于可以忽略寄生电容时,放大器的增益为

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{(g_m v_{in})^2 R_L}{v_{in}^2 / R_{in}} = g_m^2 R_L R_{in} \tag{4-2}$$

要得到高增益就需要高跨导。FET 器件的跨导近似为栅极电容(由电压变化所引起的电荷变化)与电荷速率的乘积,大致由沟道宽度和半导体类型决定。为达到更高的电子速率,可以将半导体类型由 Si($V_d \approx 8\times10^6$ cm/s)升级到 GaAs($V_d \approx 1.5\times10^7$ cm/s)。若要进一步提高电子速,可以构建高电子迁移率晶体管(HEMT),在 HEMT 里面,电子位于能带隙不同的两个半导体之间的异质结上,由于这些电子是从掺杂原子中分离的,所以很容易扩散。不过,这种电子速的提高量是有限的,因为实际上像 InGaP 这样具有最高电子速的半导体,其晶格尺寸与普通基片的半导体 GaAs 的晶格尺寸是不同的。如果 InGaP 的晶格厚度足够薄,则晶格之间的不匹配是可以容忍的:伪同晶 HEMT(pHEMT)的有效电子速率可达到约 $2\times10^7$ cm/s。异质结构的器件也得益于电子迁移率(在低速率时,电子速与电场之比)的大幅提高,这类器件的电子迁移率比硅的电子迁移率要高很多倍。在实际应用中,当 FET 器件的沟道宽度为几百微米时,其跨导值为几十毫西门子(硅)到几百毫西门子。

在双极结型晶体管器件里,跨导随集电极电流增加而增大[式(4-1)],而集电极电流又与 DC 输入电压呈指数关系。通过提高电流密度,双极晶体管很容易就能获得一个很大的跨导:不考虑所采用的工艺,在室温下,$kT/q$的值大约为 0.026V,双极晶体管的跨导 $g_m$ 大约为 $40(I_{out})$。集电极电流为 100mA 时(对于外围尺寸只有几百微米的晶体管来说,该电流值是非常合理的),跨导大约为 4000mS 或 4S 的,这远远大于尺寸类似的 FET 器件所具有的跨导值。低频增益对于双极晶体管是很容易实现的,通过配置负反馈后,大量的增益可转化为线性增益。另一方面,相对于 FET,BJT 的寄生电容比较大且随电源电压的不同而剧烈变化,这使得用 BJT 来设计宽带放大器要比用 FET 来设计要略微困难些。带宽大体上由增益的某个量度(例如 $g_m$)与寄生的某个量度(代表性的为电容)之间的比值来决定。双极器件比 FET 器件具有更大的跨导但同时寄生电容也大,其最终结果是尺寸相似的 BJT 器件与 FET 器件表现出相似的带宽特性。BJT 器件的一个重要优势就是:作为纵向器件,其在电子流方向上的临界长度取决于晶格层的生长或搀杂物往晶格层里的扩散程度,与亚微米级的宽度(比如 FET 的栅极宽度)相比,这样的临界长度要相对容易控制。因此,用 BJT 制造高频应用器件历来都要容易些和便宜些,并且往往也是应用在微波问题上的首选技术,只有将平面印制电路的尺寸减小,硅基 FET 技术才能赶得上 BJT。

在接收机里,放大器链的任务就是在 ADC 的动态范围内传递输出电压。由于输入信号的功率可以在一个很大范围内变化,因此,接收机的增益必须是可调的。发射

机也必须能调节数字输出信号的幅度或增益或二者都可调节，尽管这种情况下，发射机的输出范围比接收机要小一些，其典型变化范围为 10～20dB。

表 4-3 给出了一些采用不同技术的商用单阶放大器在 2GHz 频率时的典型增益，并与具有代表性的硅 CMOS 放大器的增益值进行了比较。在此指出，由于 GaAs FET 器件是将金属栅极直接加工到半导体表面制作而成的，故有时称之为金属半导体 FET 或 MESFET。对于 WLAN 设备所用的各种频率来说，单阶放大器的功率增益达到约 15dB 是一个合理的期望值。

**表 4-3 不同工艺的商用器件在 2GHz 时的增益**

| 工　艺 | 增益(2GHz) | 引　用 |
|---|---|---|
| GaAs pHEMT | 16dB | Agilent 9/03 |
| GaAs MESFET | 14dB | WJ Comm 9/03 |
| SiGe HBT | 17dB | Sirenza 9/03 |
| Si CMOS, 0.8μm | 15dB | Kim MTT'98 |

为了在上下文中记下这个数字，我们回想一下：一个典型的 −80dBm 的输入信号需要放大到合适的值才便于将其转换为数字信号：类似于在 1kΩ 的阻抗上要输出 1V 电压或者说被放大到 1mW(0dBm)，因此需要在 RF 部分、IF 部分(如果存在话)和基带部分共分配大约 80dB 的净增益。(实际上，为补偿转换和滤波过程中的损耗需要更多的净增益。)由此可见，要实现这么大的净增益可能需要经过好几步放大，尽管我们并不清楚无线电设备的各个部分是如何分配这个增益的。

为了阐述如何决定所需 RF 增益的大小这一关键问题，我们首先考虑噪声及其最小化问题。由第 2 章和 4.4.2 节可知，在室温条件下，50Ω 的输入负载(一副匹配天线)会在设备中释放出 −174dBm/Hz 的热噪声。无线设备本身就有电阻和其他噪声源，它们会给输入端带来额外的噪声并会在输入端被进一步放大。放大器带来的噪声通常可用*噪声因子*来定量描述，噪声因子定义为输入信噪比除以输出信噪比(如图 4-11 所示)。若放大器不产生额外的噪声则噪声因子为 1，反之，噪声因子增大。在此指出，单个放大器的噪声因子与其增益是相互独立的。

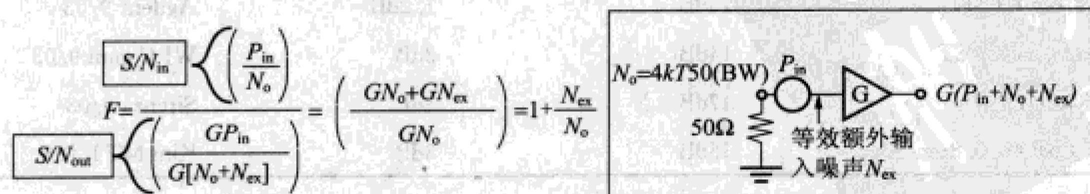



图 4-11 噪声因子的定义

通常将噪声因子的对数定义为*噪声系数*，用 dB 来表示，因为 log(1)=0，所以对一个理想的无噪声放大器来说，其噪声系数 $NF$ 为 0，当有噪声时，$NF$ 增大。

当我们试图计算两个连续放大器——级联放大器的噪声因子时，会发现其增益 $G$

也变大了，如图 4-12 所示。初级放大器所产生的额外噪声被 $G_1$ 和 $G_2$ 放大，而次级放大器所产生的额外噪声仅仅在次级被放大 $G_2$ 倍。其结果是，级联放大器总的噪声因子为初级放大器的噪声因子 $F_1$ 与次级放大器所产生的额外噪声除以初级增益后的和，如果初级增益很大，则整个系统的噪声因子主要由初级噪声决定。

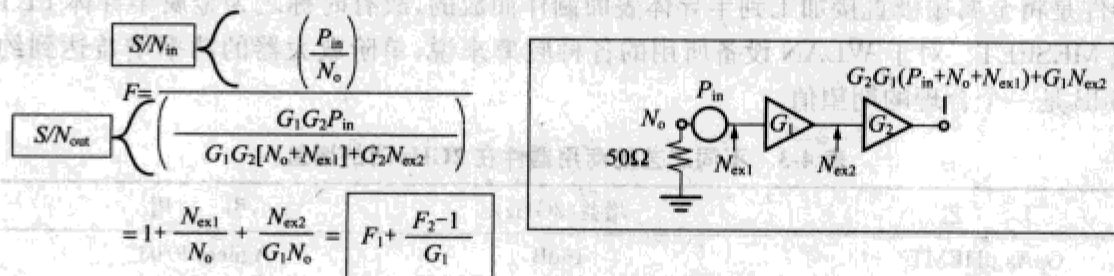



图 4-12　两个放大器级联时的噪声因子

因此，我们总是要为初级 RF 放大器分配足够的增益或减少链路其余的次级噪声输出。典型值为 15dB(噪声因子为 30)的初级增益通常足以保证初级为低噪声放大器(LNA)，之所以这么命名是因为其噪声系数(希望很小)决定了整个接收机的性能——它的确起支配作用。

一旦得到链路的噪声系数，我们就可以迅速获悉无线设备的噪声性能：有效噪声底正好等于热噪声(dBm)加上噪声系数(dB)。例如，输入带宽为 1MHz 且噪声系数为 3dB 的无线设备，其噪声底为 −174+60+3=−111dBm。

表 4-4 包含了我们所比较过的放大器的噪声系数。pHEMT 器件的低噪声性能最好，因此在噪声系数对整体性能起关键影响的卫星接收机中得到广泛应用，其余器件的噪声系数也都达到几分贝，足以满足 WLAN/无线个人网络的应用要求。(说明一下，这些噪声系数并非是每种器件所能达到的最低值，但是它们能使实际器件的整体性能达到最优。)

**表 4-4　2GHz 时的增益和噪声系数，器件来源于表 4-3**

| 工　艺 | 增益(2GHz) | 噪声系数(2GHz) | 引　用 |
|---|---|---|---|
| GaAs pHEMT | 16dB | 1.2dB | Agilent 9/03 |
| GaAs MESFET | 14dB | 3dB | WJ Comm 9/03 |
| SiGe HBT | 17dB | 3dB | Sirenza 9/03 |
| Si CMOS, 0.8μm | 15dB | 3dB | Kim MTT '98 |

噪声规定信号的下限为信号能被接收机接收到。而更为重要的干扰信号的上限则由失真度设定，即要能无阻塞地接收到微弱的所需信号。失真会造成所期望的带宽内的功率被重新分配到其他寄生频率上。对接收机来说，失真会将其他信道上的干扰功率扩散到所需信道内；对发射机来说，失真会将发射功率扩散到族系信道和波段内，从而会引起相邻信道用户和管理部门的强烈不满。那么，失真是如何进行其恶劣工作

的？它如何测量？无线设计师又是如何考虑失真效应的？

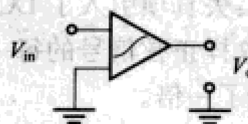



图 4-13 具有简单非记忆性多项式传输特性的放大器

让我们考虑一个简单的非记忆性失真放大器，如图 4-13 所示。（非记忆性是指输出只取决于输入信号的幅度而与时间或频率无关，实际的放大器会记住对它做过什么，尽管它有时并不在意，但由于它将相位一并处理，从而加大了输出的复杂性，这超越了我们对它的单一要求。）

放大器的输出可用输入电压的多项式函数来精确表达。为简单起见，式中采用了实系数。并且在大多数情况下，我们都假设输入电压足够小，从而非线性放大项（平方项和立方项）的贡献要远小于理想线性放大项。

当对失真放大器加一个纯净的正弦输入信号后会发生什么？我们首先进行数学计算，然后通过一些图示来说明问题。将正弦输入信号插入到多项式中得到输出电压为：

$$v_0=a_1v_i\sin(\omega_1 t)-a_2v_i^2\sin^2(\omega_1 t)-a_3v_i^3\sin^3(\omega_1 t) \tag{4-3}$$

为了用更为直接的频谱形式重新表述式(4-3)，我们应用下列一对三角恒等式：

$$\sin^2 x=\frac{1}{2}-\frac{1}{2}\cos(2x) \tag{4-4}$$

和

$$\sin^3 x=\frac{3}{4}\sin x-\frac{1}{4}\sin(3x) \tag{4-5}$$

经过一些代数运算后，我们可清楚地区分开每一类失真对输出信号频谱的贡献（图 4-14）。其中平方项或二阶失真产生一个恒定的（DC）输出电压和一个新的（输入频率的）二倍频分量。立方项即三阶失真，并没有产生 DC 分量，但产生了一个我们不期望的、与输入频率（基频）相关的非线性分量和一个新的三倍频分量。如果以余弦信号代替正弦信号输入，经过相同的数学运算后自然也会得到相似的结果。

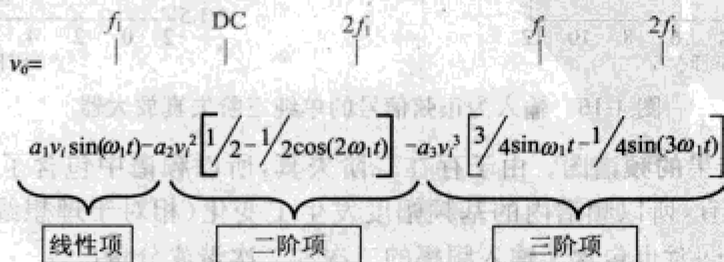



图 4-14 失真放大器输出电压的线性、二阶和三阶分量

图 4-15 和图 4-16 显示（显著夸大了）了时域的失真信号，从中可以发现以上各项是如何产生的。图 4-15 显示了一个单纯为二阶失真放大器的情况。它只产生正的输出电压，因此，当输入信号的平均电压为 0 时，显然它一定可以产生平均电压为正的输

出信号：失真项引入了 DC 补偿电压。由于正弦信号的负向峰值电压经平方以后转为正向，这样正弦信号的每一个周期就会出现两个最大值而不是一个：即输入信号的频率增加了一倍。

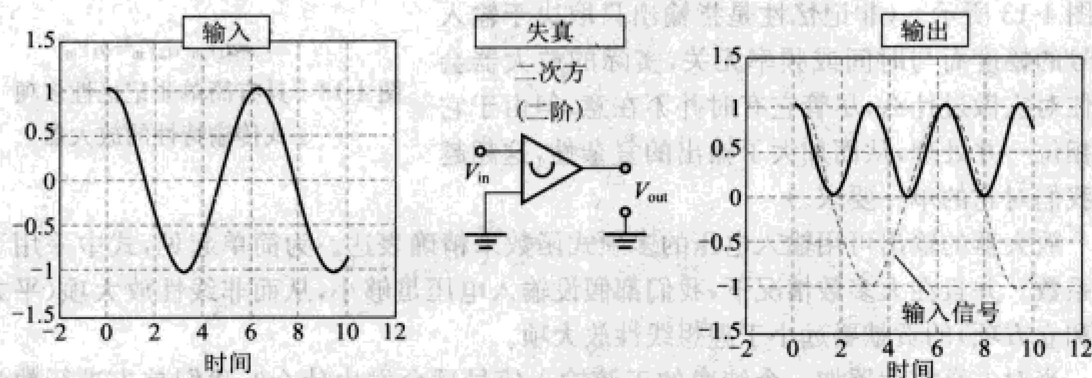



图 4-15　输入为正弦信号的单纯二阶失真放大器

图 4-16 显示了一个单纯为三阶失真放大器的情况。其传输特性关于 0 对称，因此不会产生 DC 补偿电压。显然，输出信号基本上与输入信号类似：即为输入信号的分量。但输出信号和输入信号在形状上却并不相同。实际上，我们可以看到在基频的一个周期内（大约在 $t=0.5$、1.6、2.6、3.7、4.7 和 5.8 这些失真信号与输入信号相交的时间点上），失真信号六次交替改变符号，也就是说，失真信号含有频率为三倍基频的分量。

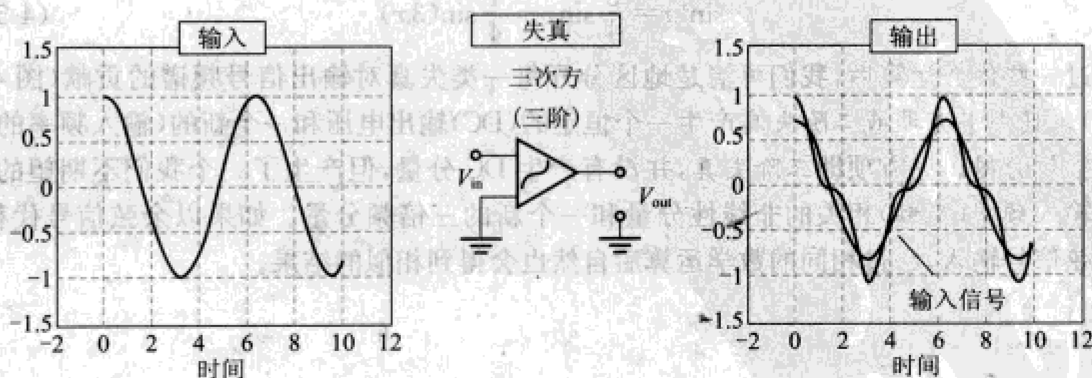



图 4-16　输入为正弦信号的单纯三阶失真放大器

图 4-17 为结果的频谱图。由于存在二阶失真，所以频谱中包含了一个 DC 补偿；由于存在三阶失真，所以频谱内的基频幅度发生了变化（相对于理想线性放大器的输入信号），且频谱同时也包含了输入频率的二次和三次谐波分量。

至此，我们还并没有完全明白为什么 WLAN 设备的设计师对失真如此关注。比如，一台工作在 ISM 波段的 802.11b 无线设备，我们说其基频为 1 信道上的 2.412GHz，则其二次和三次谐波分别为 4.824GHz 和 7.236GHz。由于这些谐波远离我们所感兴趣的波段，因而很容易被滤除。通过在级间设置电容，DC 分量也可以去除

掉，只存在与主信号紧随的失真信号。（如果使用直接变频式结构，则上述说法就略显轻率：若变换到零频，则 DC 输出项可能就非常重要了，在 4.3 节我们将讨论 DC 补偿问题。）对超宽带无线设备来说，由于两倍频的失真信号仍然位于工作波段内，因此可能会带来一些麻烦。（要避免发生这种情况，可按频率的 2 倍因子将整个波段划分为不超过 8 个的子波段，可参看图 3-29 中子波段划分的示例。）

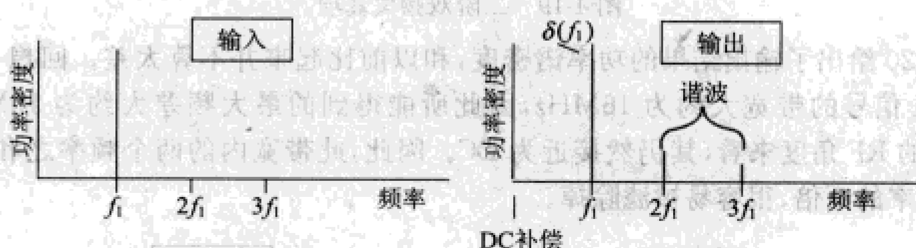



图 4-17 失真信号的频谱

然而，正如在第 2 章中所讨论过的那样，实际的信号是被调制过的，包含了一定的频率范围，那么，当对失真放大器输入多种频率的信号时会发生什么？假设频率种类最少为 2 而不是 1：即给失真放大器输入两种（相邻）频率的信号，看看会发生什么情况。利用三角恒等式(4-4)、式(4-5)及由此衍生的另一个三角恒等式(4-6)，重新进行令人乏味的代数运算后，得到了图 4-18 所概括的结果。这个结果很混乱。为了便于理解，我们需要将此结果的各项分离出来，各自进行考察。

$$\sin(x)\sin(y)=\frac{1}{2}\cos(x-y)-\frac{1}{2}\cos(x+y) \tag{4-6}$$

线性项

$$v_o=a_1v_{i1}\sin(\omega_1t)+a_1v_{i2}\sin(\omega_2t)$$

二阶项

$$+a_2\left[v_{i1}^2\left(\tfrac{1}{2}-\tfrac{1}{2}\cos(2\omega_1t)\right)+v_{i2}^2\left(\tfrac{1}{2}-\tfrac{1}{2}\cos(2\omega_2t)\right)+2v_{i1}v_{i2}\left(\frac{1}{2}\cos(\omega_1t-\omega_2t)-\frac{1}{2}\cos(\omega_1t+\omega_2t)\right)\right]$$

三阶项

$$+a_3\left[\begin{array}{l}v_{i1}^3\left(\tfrac{3}{4}\sin\omega_1t-\tfrac{1}{4}\sin(3\omega_1t)\right)+v_{i2}^3\left(\tfrac{3}{4}\sin\omega_2t-\tfrac{1}{4}\sin(3\omega_2t)\right)\\+3v_{i1}^2v_{i2}\left(\tfrac{1}{2}-\tfrac{1}{2}\cos(2\omega_1t)\right)\sin(\omega_2t)+3v_{i1}v_{i2}^2\sin(\omega_1t)\left(\tfrac{1}{2}-\tfrac{1}{2}\cos(2\omega_2t)\right)\end{array}\right]$$

图 4-18 双频信号输入时失真放大的结果

二次项单独由图 4-19 给出。它包含三个分量。首先，和单频输入的情况一样，第一个输入频率产生一个 DC 项和一个二倍频项。类似地，第二个输入频率也贡献了自己的单频失真输出。有趣的是新产生的第三部分，它包含两项，一项是为两个输入频率之和，另一项则为两个输入频率之差。假设这两个输入频率的幅度相等，则所有三个分量的幅度都与输入信号的幅度平方成正比。

$$-a_2\Big[\underbrace{v_{i1}^2\left(\tfrac{1}{2}-\tfrac{1}{2}\cos(2\omega_1 t)\right)}_{\text{单频},\ f_1}+\underbrace{v_{i2}^2\left(\tfrac{1}{2}-\tfrac{1}{2}\cos(2\omega_2 t)\right)}_{\text{单频},\ f_2}+\underbrace{2v_{i1}v_{i2}\left(\tfrac{1}{2}\cos(\omega_1 t-\omega_2 t)-\tfrac{1}{2}\cos(\omega_1 t+\omega_2 t)\right)}_{\text{频率的和与差}}\Big]$$

图 4-19　二阶双频失真项

图 4-20 给出了输出结果的功率谱密度，和以前比起来并不算太差。回想一下，典型 802.11 信号的带宽大约为 16MHz，因此所能得到的最大频差大约为 16MHz：从 2.4GHz 的 RF 角度来看，其仍然接近为 DC。因此，此带宽内的两个频率之和基本上是输入频率的两倍，很容易被滤除掉。

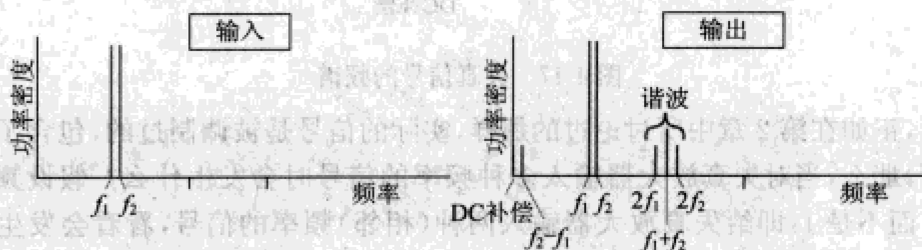



图 4-20　经二阶失真放大以后的双频信号频谱

当允许有三阶双频失真时情况就不会有这么好了（如图 4-21 所示）。我们将再次看到每个频率各自贡献了相同的失真项，它们是关于基频和三次谐波的失真项且看起来是相互独立的。如果这两个输入频率的幅度相同，则所有输出项的幅度都与输入幅度的三次方成正比。

$$-a_3\left[\begin{array}{l}\overbrace{v_{i1}^3\left(\tfrac{3}{4}\sin\omega_1 t-\tfrac{1}{4}\sin(3\omega_1 t)\right)}^{\text{单频},\ f_1}+\overbrace{v_{i2}^3\left(\tfrac{3}{4}\sin\omega_2 t-\tfrac{1}{4}\sin(3\omega_2 t)\right)}^{\text{单频},\ f_2}\\ +3v_{i1}^2v_{i2}\left(\tfrac{1}{2}-\tfrac{1}{2}\cos(2\omega_1 t)\right)\sin(\omega_2 t)+3v_{i1}v_{i2}^2\sin(\omega_1 t)\left(\tfrac{1}{2}-\tfrac{1}{2}\cos(2\omega_2 t)\right)\end{array}\right]$$

$f_2$　　$f_1$

$$\tfrac{1}{4}\sin([2\omega_1+\omega_2]t)-\tfrac{1}{4}\sin([2\omega_1-\omega_2]t)\qquad \tfrac{1}{4}\sin([2\omega_2+\omega_1]t)-\tfrac{1}{4}\sin([2\omega_2-\omega_1]t)$$

$2f_1+f_2$　$2f_1-f_2$　$2f_2+f_1$　$2f_2-f_1$

图 4-21　三阶双频失真项

然而，此时的双频项既包含了额外的基频失真也包含了所有可能的三阶组合频率失真：即 $(2f_1+f_2)$、$(2f_2+f_1)$、$(2f_1-f_2)$ 和 $(2f_2-f_1)$。这具有重大意义，因为如果这两个输入频率相距很近的话，则差频 $(2f_1-f_2)$ 和 $(2f_2-f_1)$ 与输入频率很近，不能被滤除。这个结果以图的形式显示在图 4-22 中，图中给出了双频所有的输出功率谱

密度。三阶失真放大器增大了信号的视在带宽，对频率的干扰也迅速增大，从而可能会覆盖住邻近的所需信号，发射信号也扩展到邻近的信道和波段中。

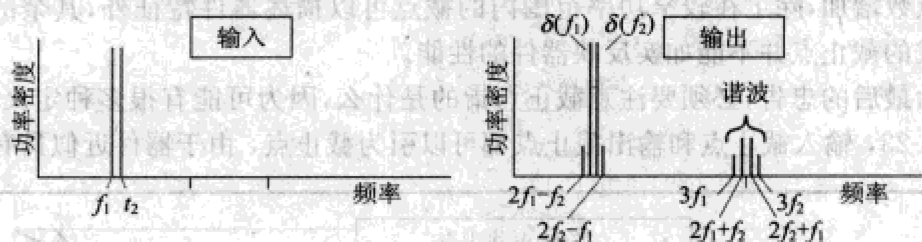



图 4-22 经三阶失真放大以后的双频信号频谱

应该指出，这里所引述的行为是所有奇次阶和偶次阶失真输出的特征。偶次阶（第四、第六、第八，等）失真项总能产生 DC 或类似 DC 的分量以及关于基频的所有偶次谐波分量，奇次阶（第五、第七、第九，等）失真项总能产生基频分量和奇次谐波分量，并且对于多频输入情况，所有可能的差频输入都与基频很接近。一些作者还对高阶多项式失真的结果（当允许复数值输入时，即我们所熟知的 Volterra 系列失真）做了广泛的研究。然而，对于实际元器件来说，处理高阶失真似乎要更合理一些，因为会突如其来地遇到器件输出受限的情况：即需要削减输入信号，这一点我们将马上讨论。

倘若正常情况下根据一个已知失真多项式不大可能确定出放大器性能的话，那么该如何测量失真呢？一种方法就是在特定的输入功率条件下，只测量某一个失真分量——互调（IM）失真的功率，由此确定相关失真的范围。尽管这种方法比较常用且颇有价值，但需要我们测量每一种感兴趣的输入功率的 IM 失真。所有二阶失真的尺度都与输入功率的平方成比例，所有三阶失真的尺度则都与输入功率的立方成比例，如果确实知道失真分量的阶数，则通过任意一个输入功率来测量 IM 的功率应该是可能的，并可由此推断出不同输入功率时的 IM 大小。因为失真的阶数与已知 IM 的大小相关，且可以由频率推断出来（希望只是阶数最低的失真项贡献最大），所以我们只需按某种惯例用一定的输入功率来测量失真就可以了。最常见的惯例是输入功率的大小要能使线性放大输出的理想信号与失真信号的幅度相等，即可以通过线性输出线与 IM 输出线画出截止点，图 4-23 的二阶失真与三阶失真显示了这种过程。

需要指出的是截止点可以由外推法得到，并不需要通过直接测量，这一点很重要。任何拟用作线性放大器的器件通常在功率调高以前的很长一段时间内都有很小的失真，只有当功率足够大时，这些失真项才会与未失真的基频相等，当器件遇到某种别的限制——典型情况为最大功率受限时，这种以单一二阶或三阶形式来标度失真分量的思想将不再有效。

截点的概念只有在 IM 尺度比较适当的区域内才是有效和有用的：参考图 4-23，图中，IM 的功率（dB）实际上与输入功率（dB）呈线性关系，其合适的斜率为 2 或 3。截点的概念在文献和实施过程中有时被滥用，这种实施过程是通过在一个给定输入功率点上测量出一个 IM 功率，并将此 IM 失真功率外推而得到截止点，在此期间并没有校验

失真的标度是否正确。当高阶失真显著时，这种外推法会成为一种误导；比如五阶失真项可能会在某个有限范围内意外抵消三阶失真项，从而导致了尚未成熟却被定义为截点的点数增加，除了在较窄功率范围内的截点可以描述器件特征外，其余的这些截点所构成的截止点并不能如实反映器件的性能。

作为最后的忠告，必须要注意截止点指的是什么，因为可能有很多种定义。首先，参看图4-23，输入截止点和输出截止点都可以引为截止点，由于器件近似具有线性增

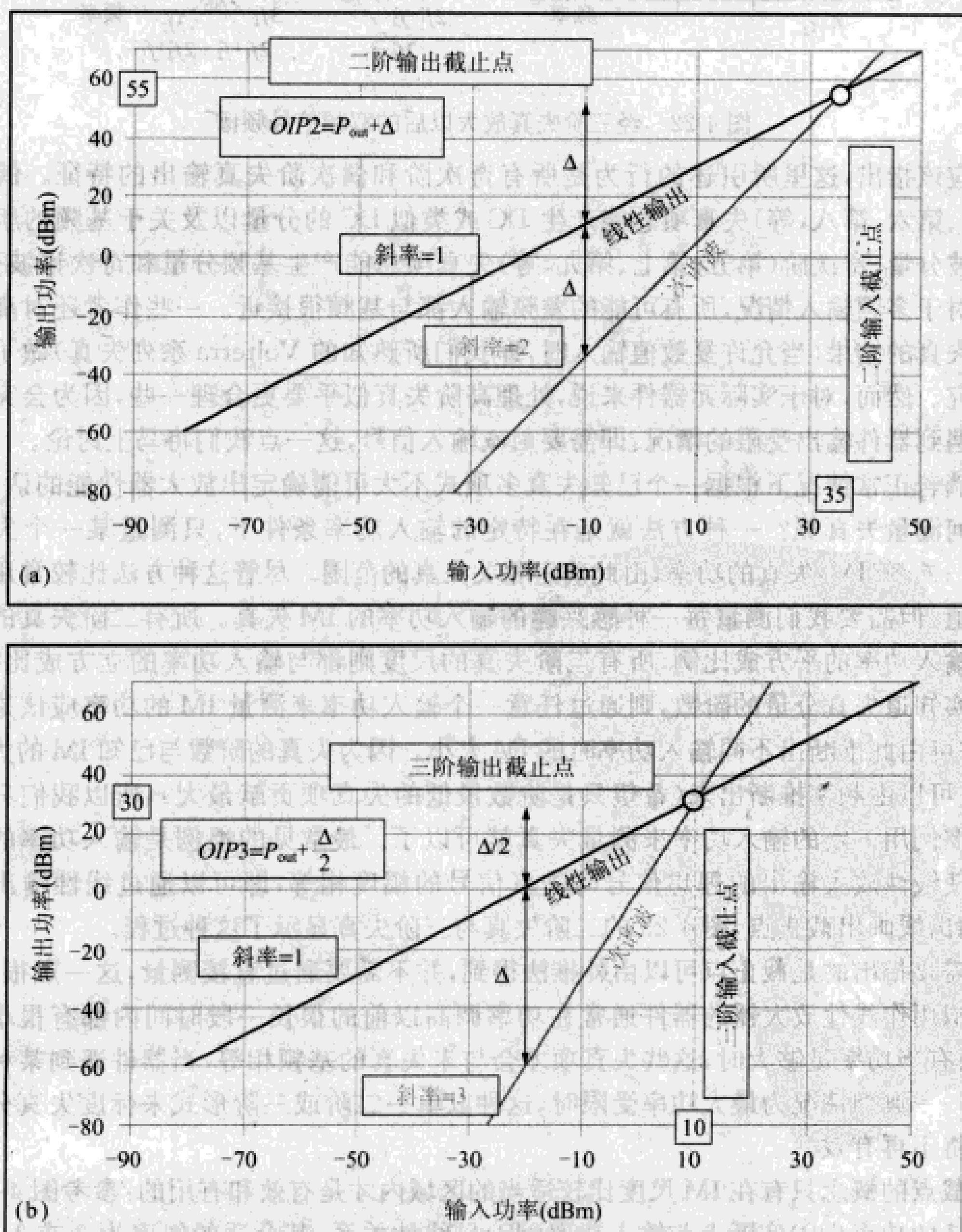
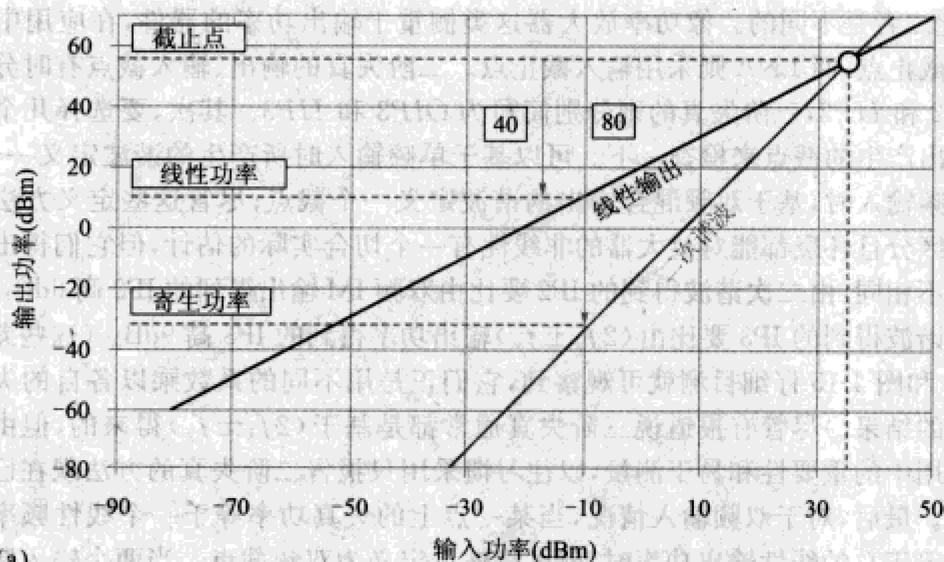



图4-23　(a)二阶截止点的定义　(b)三阶截止点的定义

益，因此二者是不同的。像功率放大器这类侧重于输出功率的器件，在应用中通常采用输出截止点，而LNA则采用输入截止点。二阶失真的输出、输入截点有时分别简写为*OIP*2和*IIP*2，三阶失真的则分别简写为*OIP*3和*IIP*3。其次，要选择几个可能由寄生输出产生的截点来检查一下。可以基于单频输入时所产生的谐波定义一个截点；或当双频输入时，基于双频混合输出的谐波定义一个截点；尽管这些定义方法在概念上没有区分且怀疑都能对放大器的非线性有一个切合实际的估计，但它们得出的数字结果却不相同：由二次谐波得到的IP2要比由双频IM输出得到的IP2高6dB，类似地，由三次谐波得到的IP3要比由$(2f_x \pm f_y)$输出功率得到的IP3高9dB。（这些差别通过图4-14和图4-15仔细目测就可观察到，它们正是用不同的系数乘以各自的失真项后所得到的结果。）尽管有报道说三阶失真通常都是基于$(2f_x \pm f_y)$得来的，但由于其在实际应用中的重要性和易于测量，以往习惯采用只报告二阶失真的方法现在已很少再坚持了。最后，对于双频输入情况，当某一点上的失真功率等于一个线性频率的输出功率或等于总的线性输出功率时，就可将该点定义为双频截点。当两个输入频率相等时，双频截点功率将增大3dB。最惯用的方法似乎是当一个频率的失真功率等于一个线性输出功率时定义该点为双频截点，但并不是绝对的，它们的差别要么是在二阶失真情况下为3/2dB，要么是在三阶失真情况下为(3/3=1dB)，因而实用价值一般。

如果知道一个给定放大器的截止点，那么对任何所期望的、有标度的输入功率，我们都可以获得其IM失真的功率大小，图4-24以图示形式描述了其工作原理，通过输入功率与截止点的落差可很方便地描述：在图4-24a中，输入功率落后截止点40dB，因此二阶IM失真功率相对于截止点就落后了两倍——2(40)=80dB，同样地，在图4-24b中，线性输出功率落后截止点20dB，则三阶寄生失真功率就要比截止点低60dB。寄生输出功率经常是参考线性输出功率——即单频输入情况下的载波功率——的大小来衡量，因此说，寄生是根据载波的分贝数来衡量的，即其大小以dBc表示，因为毕竟所有失真的尺度都与期望的线性输出相关的，因而图4-24a和图4-24b所指示的功率中，二阶和三阶失真都为−40dB。

既然读者对用以描述失真的术语和概念要么已经十分熟悉要么还是一头雾水，那么我们（最后）就在表4-5中给出一些器件的三阶失真截止点的典型值，这些器件此前已经分析过。可见，工艺不同的器件尽管其增益和噪声系数比较类似，但其三阶截止点的差别却非常大。从这些非常简单的对比中，读者并不能推断出每一种CMOS放大器的*OIP*3一定比每一种GaAs MESFET放大器的*OIP*3低38dB，但能比较有效地说明：复合半导体器件与硅器件相比，尽管在其他方面性能比较相似，但由于前者的电子迁移率更高，因此其通常比后者具有更高的输出功率和更好的线性度，且其抗电击穿的能力通常也更强。衡量复合半导体器件所带来的这些好处时必须还要考虑其相反的一面，即原材料比较昂贵，而且，即使是比较成熟的GaAs器件其生产过程也显得相对原始且成本较高。由于复合半导体器件高额的成本及硅CMOS器件所带来的整体利益更高，因此，在大多数WLAN设备中，假如两种类型的器件都存在时，复合半导体器件只用于构建功率放大器和RF开关。



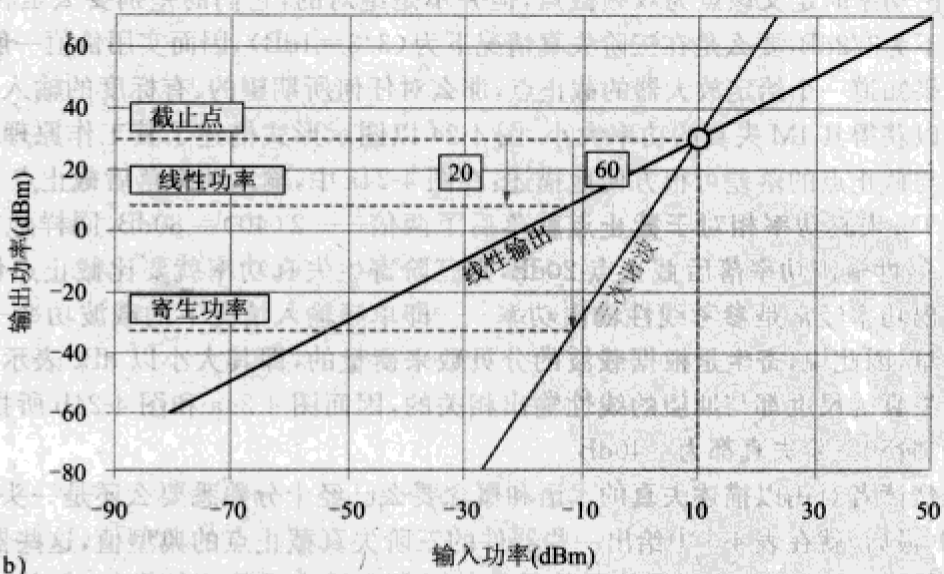




图 4-24 (a)由已知二阶失真的 *OIP*2 计算寄生输出功率
(b)由已知三阶失真的 *OIP*3 计算寄生输出功率

**表 4-5 表 4-4 中的器件/工艺的三阶失真比较**

| 工 艺 | 增益(2GHz) | 噪声系数 | *OIP*3(2GHz) | 引 用 |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| GaAs pHEMT | 16dB | 1.2dB | 28dBm | Agilent 9/03 |
| GaAs MESFET | 14dB | 3dB | 40dBm | WJ Comm 9/03 |
| SiGe HBT | 17dB | 3dB | 14dBm | Sirenza 9/03 |
| Si CMOS, 0.8μm | 15dB | 3dB | 2dBm | Kim MTT '98 |

器件的噪声系数代表了能被放大的最小信号的量度。类似地，截止点表示能被线性放大的最大信号的量度。这两个值合并后就能估计出器件的动态范围，即最大信号与最小信号的差值。对动态范围的正确定义取决于采用什么样的信号，一个非常普通却相当必要的方法就是定义一种*无寄生动态范围*作为输入功率的范围，在此功率范围内的输入信号被放大后既要大于放大器的噪声又不会产生可察觉到的失真（即寄生输出要少于放大器的噪声底）。要使三阶失真输出不被察觉，必须要使截止点和本地噪声之差在原来的基础上降低三分之一（图 4-24b），我们将得到这样一个难用的公式

$$SFDR=\frac{2}{3}\{OIP3-[-174\text{dBm}+BW+NF]\} \tag{4-7}$$

式中所有参量都以 dB 度量或在合适时用 dBm 度量。无寄生动态范围（SFDR）取决于我们所感兴趣的带宽范围且不能独立于具体的应用来定义。

至此，我们已集中所有精力描述了输入信号最多包含两种频率时的信号失真情况。实际的数字信号是将一个单载波调制字符（802.11 经典或 b，802.15.1 或 802.15.3 标准的字符）或子载波调制的 OFDM 字符（802.11a，g）的时间序列定义为比特的有效随机序列后所得到的结果。数字信号的频谱分布范围一般都相当宽，在一个很宽的频率范围内都包含有功率谱，如图 3-20 的示例。这种更为复杂的信号在出现非线性失真的时候会发生什么？

图 4-25 定性描述了一个现实数字信号频谱的三阶失真效应。理想频谱的复制品——副瓣——出现在频谱的两边，其在每一边所扩展的宽度大致等于原始频谱的宽度。[只要将表达式重写为：$2f_2-f_1=f_2+(f_2-f_1)$即可。]频谱中也都出现了三次谐波频谱的镜像和两个频率的和频频谱的镜像，但它们都很容易被滤除。在频率上，失真频谱的宽度比原始频谱的宽度要宽，因此可能会扩展到相邻信道或频段内。

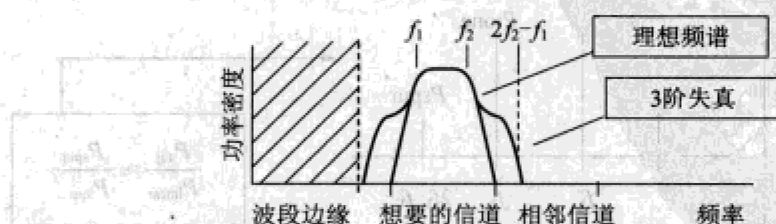



图 4-25 典型数字信号频谱的三阶失真效应

如果扩展到相邻信道的功率足够明显的话，其就为我们所熟知的相邻信道功率，我们所想要信道的功率与相邻信道的功率比率就是*邻道功率比*（ACPR）。即使 ACPR 非常小，这种功率扩展也非常重要，因为它牵涉近远问题：位于某一信道附近的辐射功率，如果其频谱变宽的话，则会阻塞相邻信道上位置较远的所需信号。ACPR 的标准通常包含能限制以谱掩模形式表现的不需要的干扰，谱掩模定义为所允许的发射信号的形状。例如，通过比较 802.11a 信号的谱掩模与失真信号的频谱（如图 4-26 所示）就可以澄清迄今为止我们都难以理解的原始谱掩模形状：它由信号的某个三阶（和高阶）

失真的期望值所形成，在尽可能减小相邻信道——信道间的干扰和尽量减小顺应频谱形式的发射机的成本这一问题上，通过原始谱掩模形状可以对其折中处理。

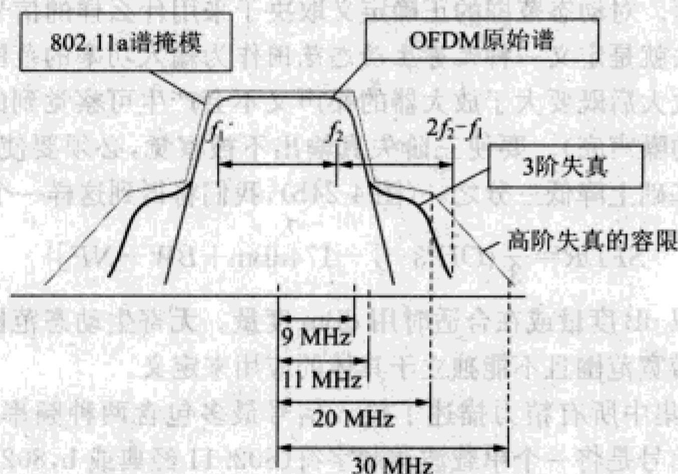



图 4-26　三阶失真 vs. 802. 11a 的谱掩模

定性评估一个已知失真度是如何影响复杂数字信号的并不是一件无足轻重的事情。幸运的是，直接通过双频截止点我们就能得到一个虽然粗略却非常有用的 ACPR 估计值：Pedro 和 de Carvalho 指出，对于一个由大量具有等间隔随机相位频率所组成的非常普通的数字式信号，若其 ACPR 以频谱中某个三阶“副瓣”的功率与被线性放大的原始功率谱之比来衡量，则其 ACPR 大致等于双频信号的一种差频寄生功率谱与某个相对应的线性频率的功率谱之比，其值在 1～2dB 范围内。这正好部分说明了只需测量双频 IP3 这种方法的普及性和有效性（如图 4-27 所示）。

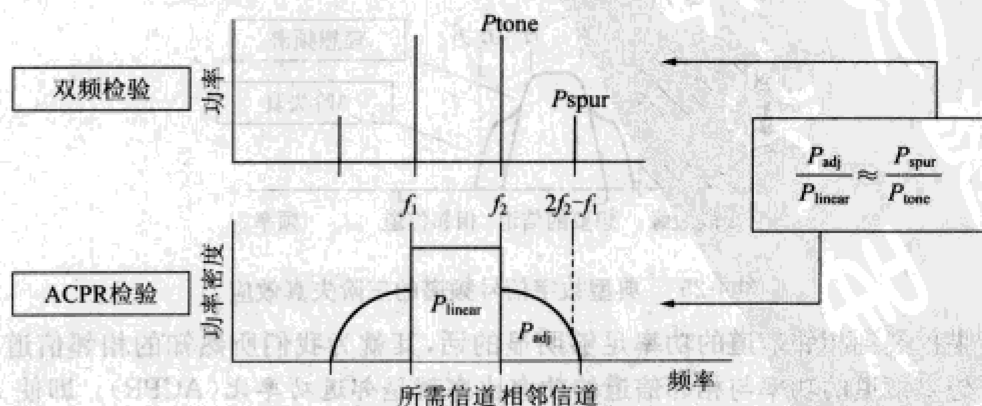



图 4-27　失真信号的 ACPR 与双频测试时的寄生功率是一致的

对于 802. 11WLAN 接收机来说，三阶失真会产生更为微妙的结果，因为在美国 802. 11WLAN 可使用三种间隔相等的不重叠信道（1、6 和 11），因此接收机将允许同时有两种干扰的 IM 失真出现在想要的信道内。图 4-28 给出了一个示例：两个分别位于信道 6 和信道 11 上的邻近发射机同步发射，所需信号位于信道 1 上。

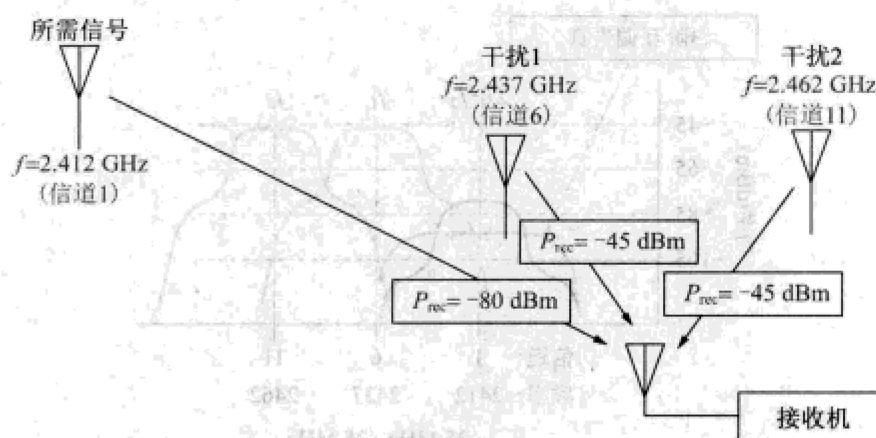



图 4-28 美国 802.11ISM 信道上的同步发射机

接收机包含一个第一级滤波器，可以将 ISM 波段的带外信号去除掉（如图 4-29 所示），但是在 ISM 波段内，所有三个信道的信号都被 LNA 放大并且在第一级混频器中混频。只有在信号混频后才用滤波器将信道 6 和信道 11 的信号从总信号中滤除掉。（通过在链路中引入 LNA，我们认为接收机象征性地处在"高增益"状态，实际接收机可能只含有可变增益的放大器或可转换为能实现多级放大。）

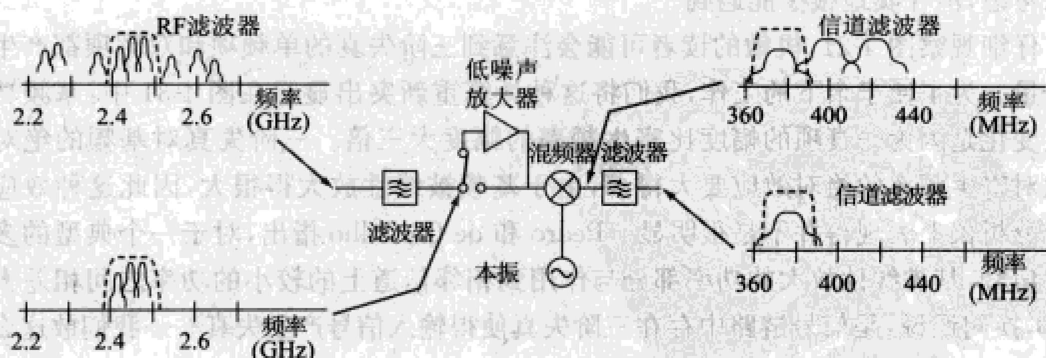



图 4-29 超外差式接收机里波段和信道的逐级滤波

（信道 6+信道 11）的任何三阶失真在 LNA 或混频器内都会产生一个[2.437－(2.462－2.437)]=2.412GHz 的 IM 分量：恰好位于所需信道的顶部（图 4-30）。由此可估计出对接收机随后的要求：我们希望 IM 分量要少于噪声或与噪声相当，对于 QPSK 信号来说，其大约要比能被可靠接收的信号低 10dB。IM 失真为－95dBm 时似乎是可以接受的，这个值与－45dBm 的干扰频率相差 50dBc，因此输入功率的截止点需要为[－45+(50/2)]=－20dBm，这是个比较合理的值，与范围为－18dBm 到－8dBm 的集成芯片的 IIP3 是一致的（参看本章后面的表 4-10）。

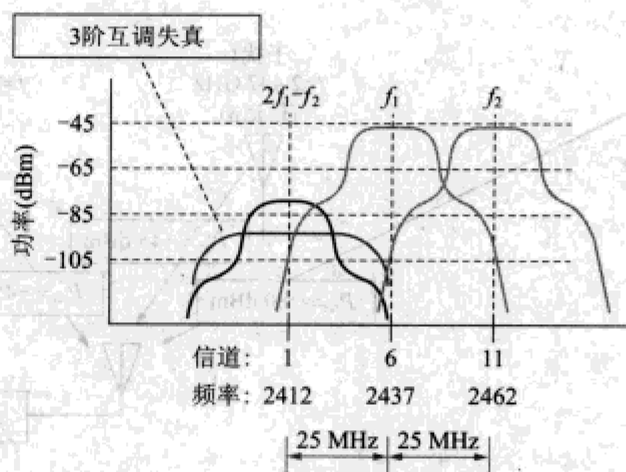



图 4-30　信道 1 上信道 6 和信道 11 的互调失真

很显然，在信道 1、信道 6 及所需的信道 11 上，干扰也会引发同样的问题。因为在美国只有三种不重叠的 ISM 信道是可用的，因此必须要认为这种不幸的情况是可能发生的，且在无线设计中必须要予以考虑。由于 802.11aWLAN 可用信道的数量大大增加，因此其频率规划要更为灵活，尽管可能依然存在等间隔的干扰，需要我们在设计中予以考虑，但在实地很少能遇到。

仔细观察图 4-21，机敏的读者可能会注意到三阶失真的单频项和双频项都产生基频分量。为了便于余下的工作，我们将这种计算重新突出显示在图 4-31 中：基频功率发生变化是因为失真项的幅度比寄生频率的幅度大三倍。三阶失真对基频的绝对效应比对寄生频率的绝对效应要大得多，由于基频被线性放大得很大，因此这种效应在频谱分析仪上表现得并不是很明显。Pedro 和 de Carvalho 指出，对于一个典型的多频输入信号，其被线性放大的功率部分与作用到相邻信道上的较小的功率之间相差大约 12dB，换句话说，是信号链路中存在三阶失真使得输入信号产生失真——我们敢这么说

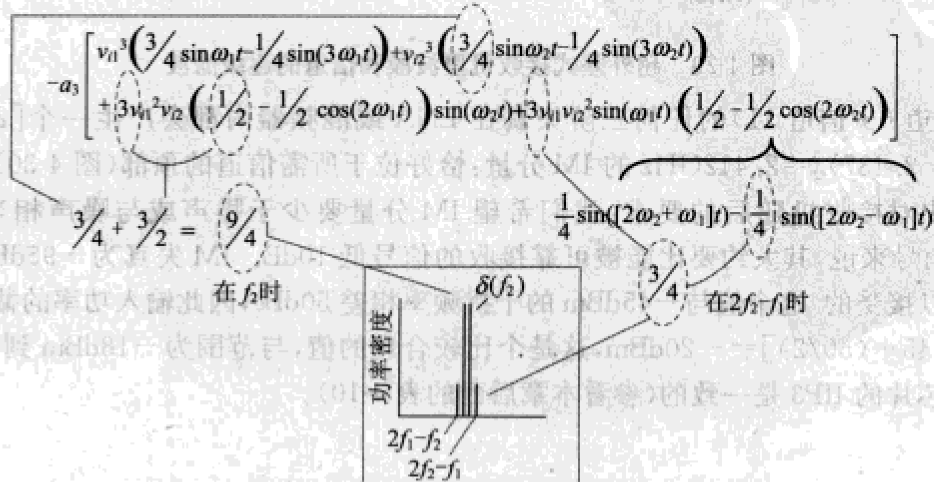



图 4-31　对三阶双频失真计算的重现，频率 $f_2$ 上的失真分量幅度比 $(2f_2-f_1)$ 上的大 3 倍

吗？——并由此导致了发射信号和所接收到的信号不一样。那么，我们如何测量这种差异？什么时候关注它？

接收信号的失真可定量表示为误差矢量幅度(EVM)。EVM用来估量发射或接收信号在相位—幅度平面上的星座与幅度被平均发射功率归一化后的理想星座之间的差异(如图4-32所示)。测量值是对输入数据的整个伪随机序列的平均，由此可得到对系统精度统计性的有效估计。

表4-6总结了802.11a信号的EVM对数据率的情况。数据率越高，对EVM的要求也越高，这一点儿也不奇怪，因为对于高数据率情况要采用点数更多的QAM星座，因此各点之间的间距也比较小(如表3-2所示)。那么，按表中对EVM的这些要求能允许有多大的三阶失真呢？对于54Mbit/s的数据率，我们要求三阶失真要小于−25dB。不要忘了，基频的三阶失真实际上比邻近信道的寄生输出大约高9dB(如图4-21所示)。为了使同一信道上的三阶失真(同信道失真)降低25dB，邻近信道的失真至少要比信号小34dB。要使双频失真比信号低34dB(图4-23b，Δ)，则需要截止点至少比信号功率高17dB(即Δ/2)。

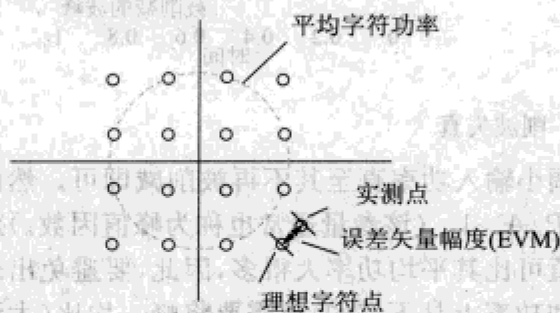



图4-32　16QAM信号的EVM定义

表4-6　802.11a的EVM

| 数据率(Mbit/s) | <EVM>(dB) |
|---|---|
| 6 | −5 |
| 9 | −8 |
| 12 | −10 |
| 18 | −13 |
| 24 | −16 |
| 36 | −19 |
| 48 | −22 |
| 54 | −25 |

对于接收来说，要提供一个足够大的截止点并不难：我们所希望看到的最大输入功率大约就为−30到−40dBm，即使是在高增益状态下(我们并不愿在这种状态下接收这么大的信号)，其典型的输入三阶截点功率IIP3大约为−10dBm。对于接收来说则是另一回事了。正常情况下，放大器所能达到的三阶输出截点功率$OIP3$要比其名义上的输出功率高10dB。为了能一直控制住EVM，需要将放大器的输出功率另外减小8dB。放大器输出功率每减小1dB就意味着同一DC电源的输出功率又减少几分。对于高速OFDM信号来说，要得到指定的EVM就必须要限制其输出功率。

到目前为止我们只讨论了低阶多项式失真。当输出功率增大时，每一个放大器都将达到其极限：在达到一定的输出功率后，输入功率将不再增加。放大器的最大输出功率就是我们所熟知的饱和输出功率$P_{sat}$。任何超过此极限的信号功率都将会被削减：此时发射功率实际上已经与输入功率无关了(如图4-33所示)。民间有时用增益降低了1dB时的功率$P_{1dB}$来表示输出功率出现不太严重的失真时其大小的最大限度。理想放大器在输出功率受到削减以前一直具有完美的线性度，其输入的1dB压缩功率要比饱和输入功率大1dB，不过，实际放大器的线性特性并没有如此陡峭，因此在许多应

用中都用 $P_{1dB}$ 代替 $P_{sat}$。

通过将较高的奇阶失真项(第5阶、第7阶等)加入到放大器的多项式传输函数中就可以分析对输出信号的削减情况(图4-13)。尽管如此,Cripps 指出用一个理想的多项式传输函数会更简单和更有益处,如图4-33所示:放大器要么是线性的,要么具有固定的输出功率(参见4.6节)。这两种情况中的任何一种处理起来都很复杂,并且对我们也没有多少启发作用,其最终结果是,除了我们所需要的信号会产生明显失真外,频谱也会出现扩展得更远的副瓣,且这种副瓣比那些由三阶失真所引起的副瓣衰落的更慢。

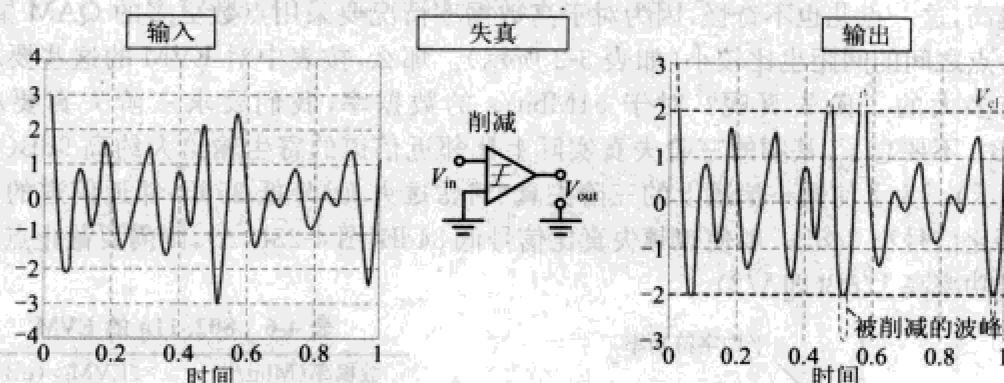



图4-33　削波失真

处理削波失真乍看起来似乎很简单:调小输入功率直至其不再被削减即可。然而实际上很多信号都有一个峰—均比 $P/A$ 且 $P/A>1$。(该参量通常也称为峰值因数。)对一个随机的输入数据流来说,信号的最大值可比其平均功率大得多,因此,要避免出现削波失真现象,仅仅将输出功率保持在饱和功率上是不够的,还需要将峰—均比(大致地)削减一些。那么削减多少才比较合适呢?

峰—均比不仅取决于信号的调制方案,还取决于其信号星座图上采样点所用的路径。可以选用一些调制方案,比如说高斯最小频移键控方案,因为这些方案的星座图上采样点所用的路径为一个功率恒定的圆(如图4-34所示),尽管采用这种路径需要牺牲一些带宽。QPSK 是一种具有高效带宽的调制方案,但由于其各采样点所通过的路径与原点(取决于前一个字符)距离很近,因此平均功率比星座中采样点的功率要小。

某种特定调制方案的实际峰—均比取决于字符转移过程中所采用的确切路径,通常可采用数值计算的方法来获得。图4-35描绘了一个QPSK系统的示例:经计算其 $(P/A)=2.7:1$ 或约等于4.3dB。当I支路和Q支路上采样点的转移路径偏移45°时,有时也选用另一种QPSK方案,即偏移QPSK方案,这种情况下的采样点转移轨迹决不会通过原点,因此其 $P/A$ 值稍微有些减小而已。

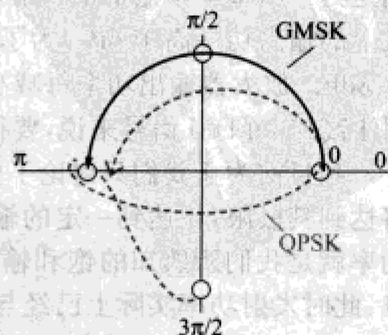



图4-34　两种调制方案在相位—幅度平面上的轨迹

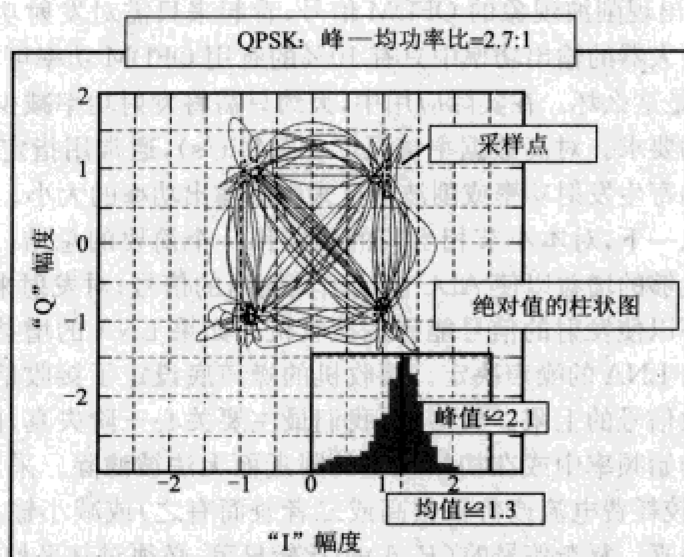



图4-35 输入为伪随机序列时，QPSK信号在相位—幅度平面上轨迹的数值仿真（仿真由 Walter Strifler 完成，承蒙 WJ 通信公司提供图像）

像 OFDM 这样的复杂信号，其峰—均比是一个统计量：我们主要关注的是在一个随机数据流中隔多久会出现一个指定的峰值功率，因为如果出现机率达不到一定水平的话，则这种指定的峰值功率就不再重要了。指定功率电平的似然率可以用一个累积分布函数来简单表现，该累积分布函数是只比指定功率小的顺次功率的混合似然率分布。在图 3-20 之前我们曾遇到过这样的一些问题，为方便起见，我们在下面的图 4-36 中将它们重新描绘出来。

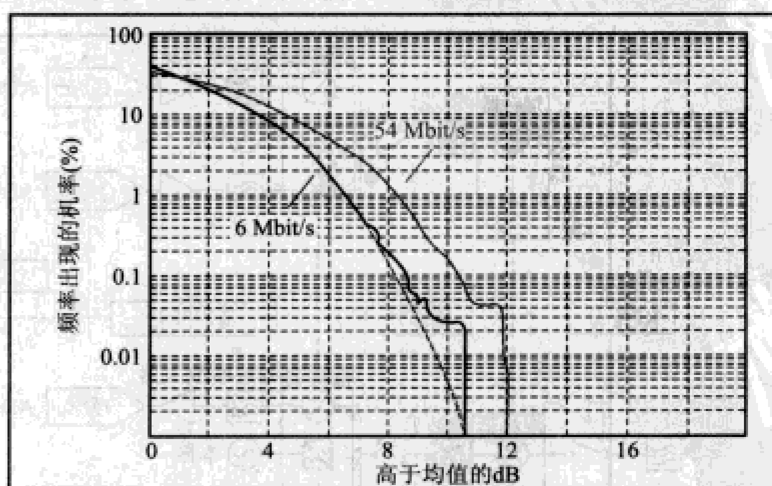



图 4-36 802.11OFDM 信号分别在低速和高速时的混合累积分布函数

假如我们以频率出现的机率为 0.1%($10^{-3}$)作为门限值，则可以看到 6Mbit/s 速率的信号的($P/A$)≈8.3dB，而 54Mbit/s 速率的信号的($P/A$)≈10dB。要发射只在不

到0.1%的时间内出现削波现象的OFDM信号，看起来只需对发射功率做出10dB的让步，也就是说，放大器的输出功率中只有10%的有用OFDM功率可用于发射。幸运的是，情形并非都是这么坏。在实际应用中，大约只需将发射功率减少5～8dB就足够达到对输出频谱的要求。对高数据率情况(>32Mbit/s)，通常用指定的EVM值而不是用由失真导致的寄生发射功率或削波情况来限制输出功率的大小。

我们稍事休息一下，对本小节相当长的内容作一个简要的总结。对接收来说，放大器必须能提供足够的增益以使ADC能读出其输出的信号；对发射来说，放大器必须能提供足够的功率以使发射的信号能到达接收机。如果LNA的增益比较合理，则接收机的噪声主要由LNA的噪声决定。接收机的噪声底设定了接收信号的最小值，而失真则设定了接收信号的上限。典型地，我们最主要关心三阶失真，因为其产生的寄生输出会进入到初始频率中或在初始频率的附近而无法被滤除。采用线性度更好的放大器(其通常比较耗费电流或价格很高或二者兼而有之)或减小输入信号的幅度可以避免出现三阶失真。复杂信号的($P/A$)也比较显著，必须对其平均功率作足够的削减以避免信号出现由削波失真引起的过度扰动，这种扰动主要发生在相对罕见的高功率漂移期间。

### 4.2.3 混频器与频率变换

频率变换在模拟无线设备中具有关键作用，混频器就是用来实现频率变换的。在典型的无线设备中往往要用好几个混频器(如图4-37所示)。混频器将发射信号或接收信号与来自LO的一个近乎纯净的正弦信号合并，以获得新的频率。对发射来说，新频率一般都要比输入频率高得多：此时混频器用于上变频；对于接收来说，混频器的输出频率变小了：此时混频器用于下变频。频率变换的效率通常用变频损耗来描述：其表

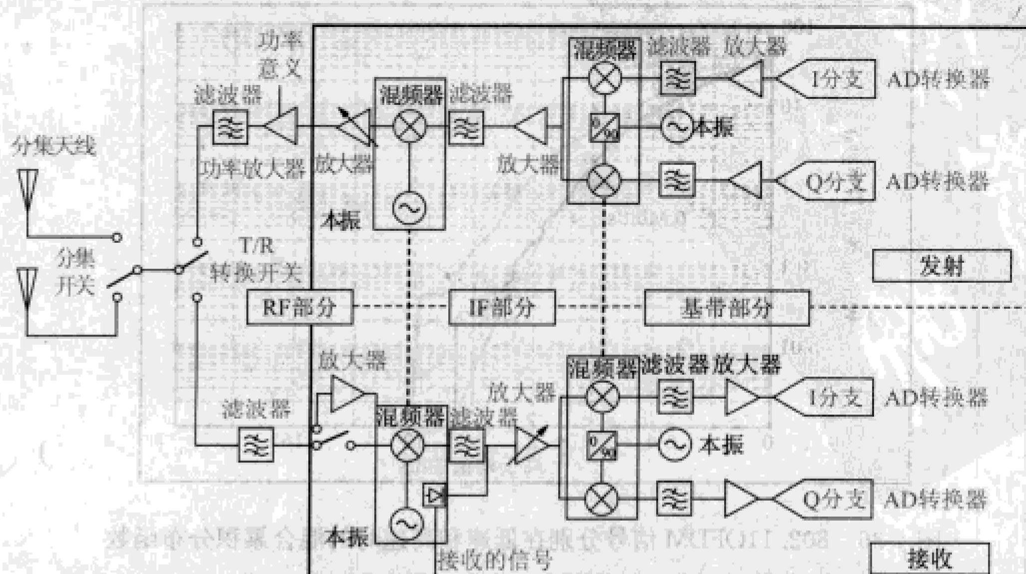



图4-37　WLAN设备中关于混频器/本振功能环节的方框图

示为变频输出功率与初始频率的输入功率之比。(对于有源混频器——如 Gilbert 单元混频器来说,变频损耗就是变换增益,我们将在以下内容中予以讨论。)混频器一直是非线性器件,但好的混频器却具有很好的线性特征。当我们研究混频器的工作原理时,这个令人不解的矛盾就有望很快得到解决。

那么混频器究竟是如何工作的?由第 2 章(确切地说由图 2-14)可知,当对一个信号进行调制时,其频谱里会出现新频率。混频器就是一个伪装的调制器:通过对输入的正弦信号进行调制以输出新的频率,再对输出进行滤波以选出所需的频率(如图4-38所示)。

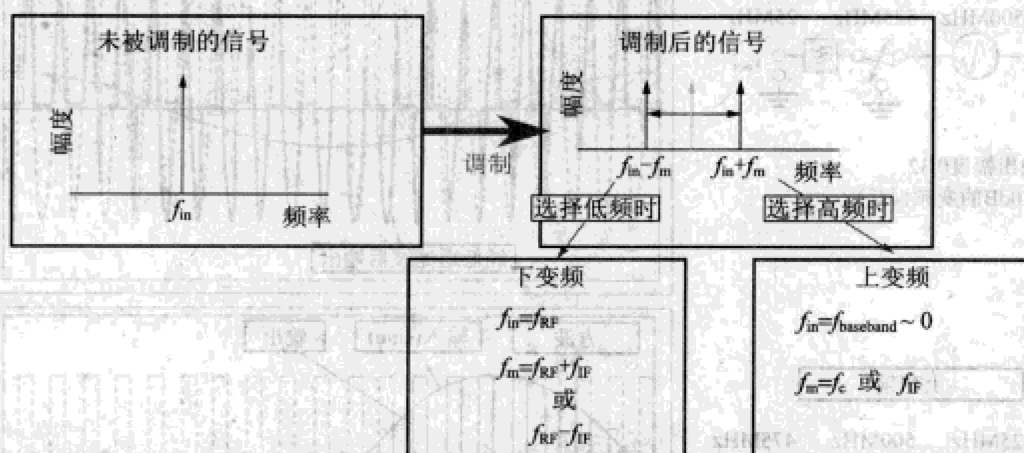



图 4-38 实现频率变换的调制过程

那么这种调制信号又是如何产生的呢?我们可回顾一下,最简单的调制方案是开关键控(如图 2-12 所示),与此相类似,最简单的混频器就是一个可接通或断开输入信号的开关。图 4-39 就是这种简单混频器的示意图。图 4-40 显示了其用于上变频和下变频的工作过程。将输入信号与一个幅值在 0 和 1 之间变化的方波相乘。由于方波和输入信号的频率不同,二者的相对相位随时间变化,由此,混频器产生两种时变输出,一种输出为二者频率之和,另一种输出为二者频率之差。相位变化是混频器实现频率变换功能的关键因素。

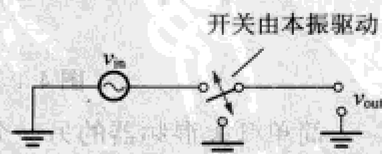



图 4-39 简单开关混频器

除了具有显著的简单特性外,这种混频器还有显著的优点。理想开关除了开或关以外并没有其他功能。开关关断时,无论输入信号如何都不会有信号输出。开关闭合时,则输出信号与输入相等。这两种状态具有完全不同的输出—输入关系,从这个意义上说,开关工作在高度非线性状态,即便如此,每一种状态下开关的输出都是对输入信号的完美复制(在此我们认为当开关处于“关”状态时,其输出增益是 0)。一旦将剧烈变化的部分滤除掉,输出信号就是输入信号完美(或部分完美)的复制品:即信号没有失真。混频器表现为一个线性的非线性器件。进一步说,只要输入的 LO 信号足够大,能确保器件从“关断”状态迅速转换到饱和“闭合”状态,就可以将任何有源器件

(FET、BJT等)合理近似为开关混频器。

从图4-40可以明显看出为这种简单性所付出的代价。由于开关在一半的时间内是关断的，因此，输入信号的一半功率要被浪费掉：很显然，变频损耗必须至少为3dB。实际情况则更差，因为输出信号中除了有所需频率外还包含很多谐波频率，为了得到所需信号对输出信号进行滤波时，变频损耗将达到10dB。

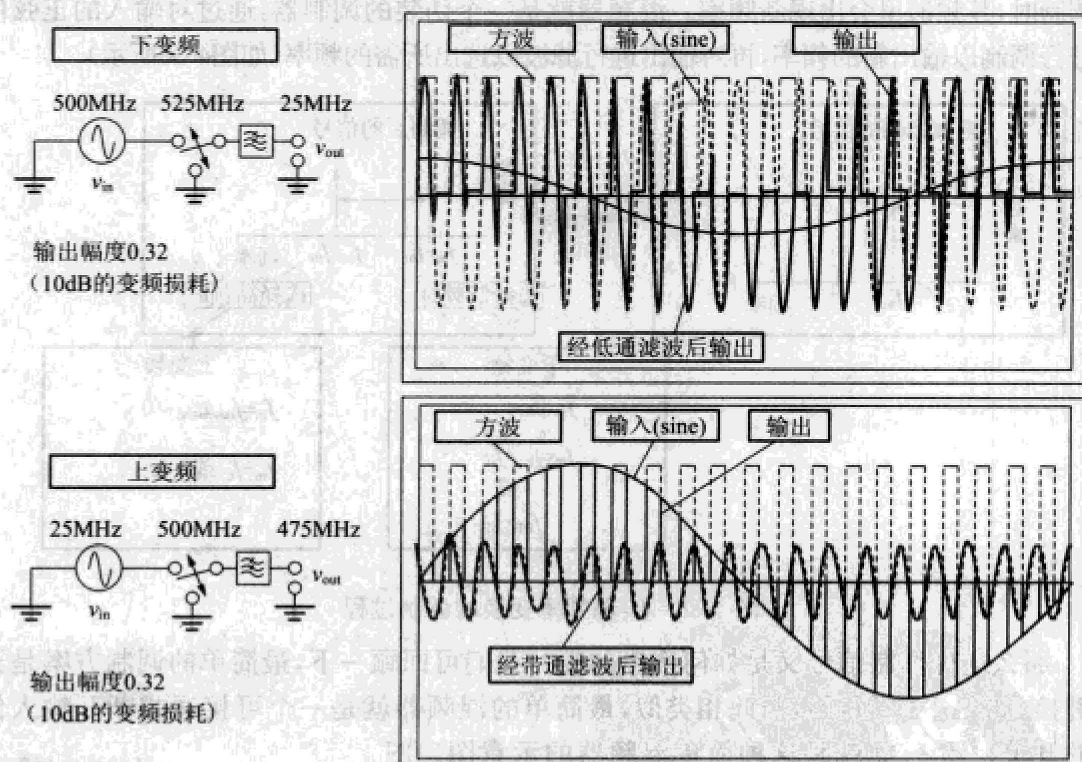



图4-40　开关混频器的输入、控制和输出信号

简单开关混频器的另一个局限性就是无法在其输出中去除或抑制输入信号的镜像。下变频可以将550MHz的输入信号变换为25MHz，上变频可以产生525MHz的输出信号。这类简单混频器必须要合并滤波以去除掉不需要的镜像分量。

使用两个开关和两个巴伦可设计出一种改进的混频器。巴伦将以大地为参考的单端电压输入信号变换为约等于大地电势且对称分布的差分或平衡信号(如图4-41所示)。

这种混频器用(+1,−1)的方波代替(1,0)方波与输入信号相乘(如图4-42所示)，因此，其输出总是与输入联系在一起，尽管输出信号的极性交替发生变换，但降低了变频损耗。由于采用平衡设计，没有浪费偏置的DC功率，因此实际的变频损耗仅仅约为4dB：提高了6dB。只要开关是理想的，在上述意义下混频器也是线性的。作为设

① 很不幸，平衡这个术语在微波领域也经常使用，用来描述将两个信号相互偏移90°而不是180°以实现更好的输入、输出匹配。

计上的平衡，这种混频器大大增加了复杂度，这是因为其增加了额外的一个开关和两个巴伦（若输入不是差分信号的话）来实现单端信号与差分信号之间的相互转换。在图 4-41 中，巴伦以变压器来显示。这种频率可达几吉赫的宽带巴伦可以通过在环型铁氧体上缠绕几圈直径为几毫米的三股细线绕制而成，只需花费几十美分。相对于集成芯片，其体积明显要大得多，必须要在电路板上单独放置。窄带巴伦也可以像传输线一样用电路板上的导线构建，延长其一端以产生 180°的相移，其体积同样较大，在电路板上要占据较大的空间。有源巴伦可利用放大器来构建，但会增加电流消耗和失真。对无线设计师来说使用巴伦很不方便，但在现实生活中有时又是不可避免的事。和在简单开关混频器（不平衡）中提到的一样，平衡开关混频器对于抑制镜像也有局限性。

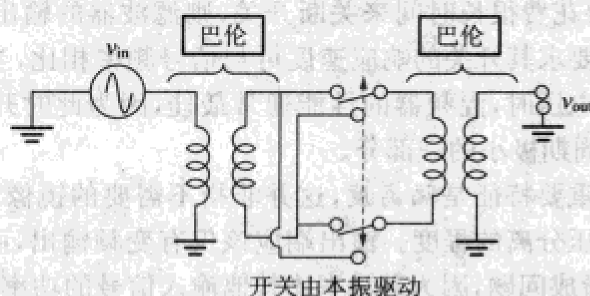



图 4-41 平衡开关混频器

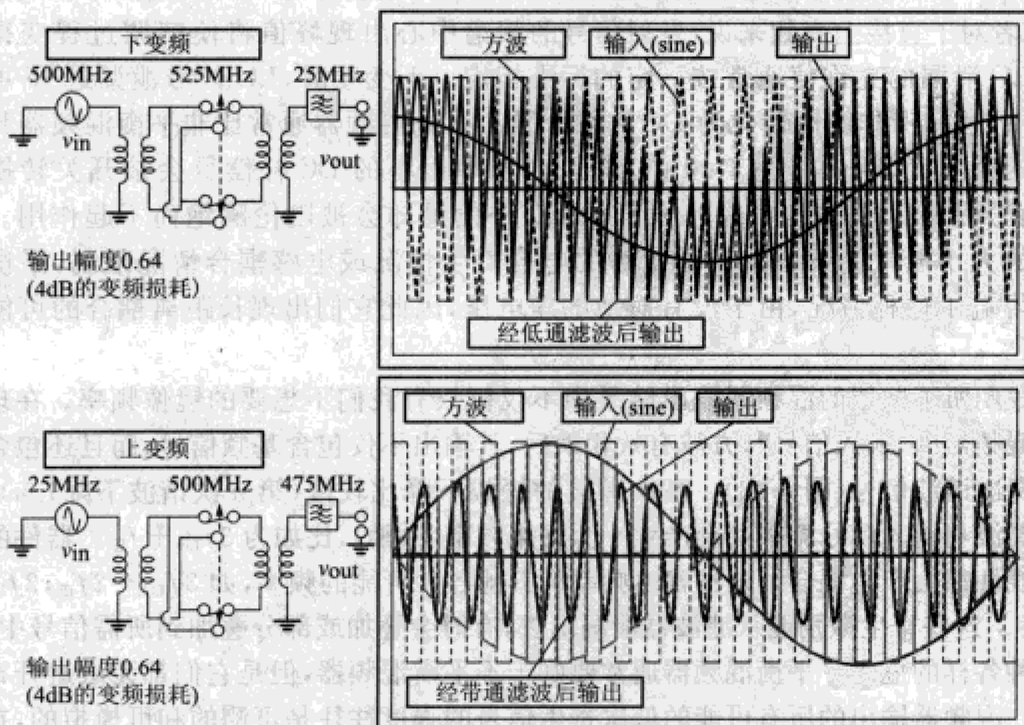



图 4-42 平衡开关混频器的工作原理

这里所述的两种滤波器(不考虑有源开关的使用)都是我们已知的无源混频器。这种命名方式突出说明了其输出最多与输入相等,信号在混频过程中不伴随放大。我们已经看到平衡混频器具有较低的变频损耗,这一点毫无疑问非常重要,因为一个好的无源混频器的噪声系数基本等于变频损耗(对于设备中存在的额外噪声要加一个轻度修正),因此,平衡混频器在混频以前只需对信号进行较小的放大就能获得很好的整体噪声性能。

为了使输入信号和变频输出之间能达到较好的线性关系,必须使开关状态转换的速度要尽可能地快。这是因为实际的开关器件(FET、BJT 或二极管)在转换期间都呈现出高度的非线性。例如,在电流趋于零的夹断电压附近,FET 器件大都具有很高的失真度,假如混频器要花费很长时间来关断开关,则滤波器的输出信号就会有相当大的失真。线性混频器要求其开关的响应速度可与信号频率相比,当 LO 电压显著大于驱动开关所需的最小电压时,混频器的性能通常最佳,因为此时开关状态转换所需花费的时间仅仅为 LO 周期极小的一部分。

混频器的另一个重要特征是隔离度,这并非指不需要的镜像频率的孤立度,而是指输入电压与输出电压分离的程度。输出端应该仅有变频输出,而不应该出现 LO 和输入信号。LO 通常最成问题,因为其功率比其他输入信号的功率要大得多,正如上文所述,高功率的 LO 信号可以确保有源器件的开关速度,以使其获得较好的线性特性。上变频时,若发射信号中混有泄漏进来的 LO 信号,则会导致不需要的频率被发射出去;或者对于直接上变频来说,发射信号的频谱中心出现峰值将使解调过程变得混乱。LO 泄漏的允许值通常按一定的标准指定。下变频时,LO 信号泄漏进 IF 可能会被 IF 进一步非线性转化为 DC 补偿分量。平衡混频器通常比非平衡混频器具有更好的隔离度,例如在图 4-40 中,输入信号中很小的 DC 补偿量会被开关转换为 LO 信号输出,而在图 4-41 中,同样的 DC 补偿量却会被巴伦隔绝而不起作用。隔离度的大小通常受设备内非常微妙的电容寄生情况或电感耦合情况限制,平衡信号也得益于这种情况,由于没有对地的净电压,因此它们出现长距离耦合的可能性很小。

我们所不期望的混频器输出结果中不仅仅只有我们不想要的镜像频率。在理想开关混频器内,输入信号与方波有效相乘后,其输出不仅包含基频信号,而且还包含所有的奇次谐波信号(图 4-43)。高次谐波的振幅下降比较慢(第 $n$ 次谐波下降$1/n$),每一种谐波与输入信号相乘都会产生一个寄生频率(激励),比如为 $3f_{LO}+f_{IF}$。器件的任何非线性都会产生混合了这种寄生频率的其他各种可能的频率,如 $3f_{LO}-2f_{IF}$,$2f_{LO}-3f_{IF}$等。这些寄生激励能从滤波器泄漏出去,有时会叠加或部分叠加到所需信号中,引起各种各样的危害。平衡混频器通常要好于不平衡混频器,但是它们都无法避开寄生输出。混频器输出的所有可能的低次寄生信号的强度往往是可测的和可模拟的,在给定输入信号的条件下可将其归纳为一个寄生输出表。

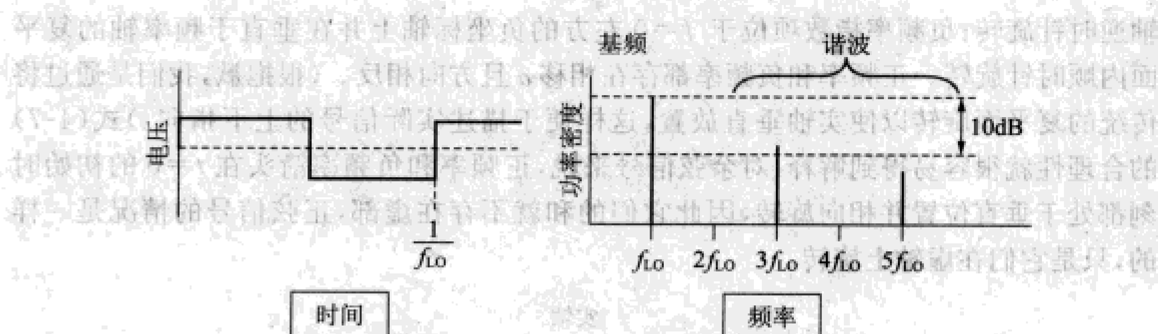



图 4-43 方波信号的谐波

我们已经多次提到所需频率的镜像频率是一个很让人头疼的问题。LO 频率为 2.5GHz的一个简单混频器可以将 2.43GHz 的信号变频为 700MHz 的 IF 信号，但是 2.57GHz 的信号也同样可以被变频为相同的 IF(如图 4-44 所示)，从而对所需信号造成了干扰，那么，采取什么方法可以避免出现这样的问题呢?

一个显然的方法就是在会引起冲突的信号到达混频器之前就将其滤除掉(如图 4-45所示)，这里有个近远问题：干扰信号可能要远远大于所需信号，因此，镜像滤波器必须能很好地滤除镜像频率。显然，IF 频率越大，镜像频率与所需信号的间隔也越大，就越容易滤除镜像频率。另一方面，使用非常高的 IF 会牺牲一些初次变频时所带来的好处：不容易得到增益且信道滤波更为困难。在无线设计中，IF 的选择(频率规划)是一个很重要的方面。出于 NZIF 结构的局限性，RF 滤波是不可能的，因为镜像频率与所需频率非常接近。

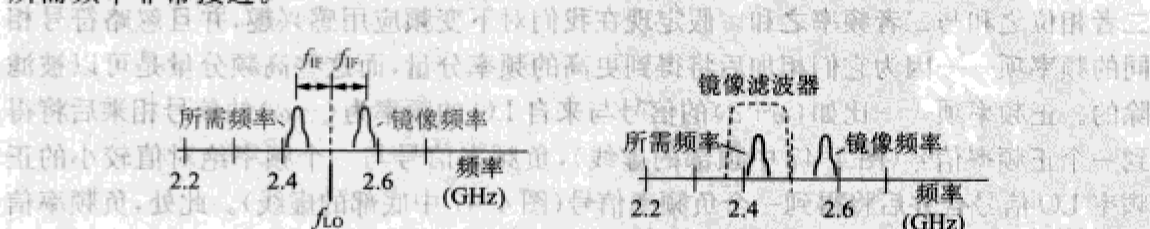



图 4-44 镜像频率　　图 4-45 镜像滤波器

另一种非常巧妙的不同方法就是构造一个仅转换所需信号而抑制镜像频率的混频器，即镜像抑制混频器(IRM)，其与通过上变频只产生所需边带信号的混频器——单边带混频器在概念上是相同的。IRM 比传统的混频器要复杂些，但对于 NZIF 结构却非常重要，它有时也应用于其他无线设计中。为了帮助说明 IRM 是如何工作的，我们在此先详述第 2 章中所引入的复指数信号。

我们可以将一个正弦输入信号写为两个指数项之和：

$$\cos(\omega t)=\frac{e^{i\omega t}+e^{-i\omega t}}{2};\quad \sin(\omega t)=\frac{e^{i\omega t}-e^{-i\omega t}}{2i} \tag{4-8}$$

假如我们承认有负频率的话，则可以用一个图示来描述以上操作(如图 4-46 所示)。正频率指数项以频率轴上指向零点右方的箭头表示，并想象其以频率 $\omega$ 绕坐标

轴逆时针旋转；负频率指数项位于 $f=0$ 左方的负坐标轴上并在垂直于频率轴的复平面内顺时针旋转。正频率和负频率都存在相移 $\alpha$ 且方向相反。（很抱歉，我们是通过将传统的复平面旋转以使实轴垂直放置，这样便于描述实际信号的上下指向。）式(4-7)的合理性就很容易得到解释：对余弦信号来说，正频率和负频率箭头在 $t=0$ 的初始时刻都处于垂直位置并相向旋转，因此它们的和就不存在虚部，正弦信号的情况是一样的，只是它们在虚轴上旋转。

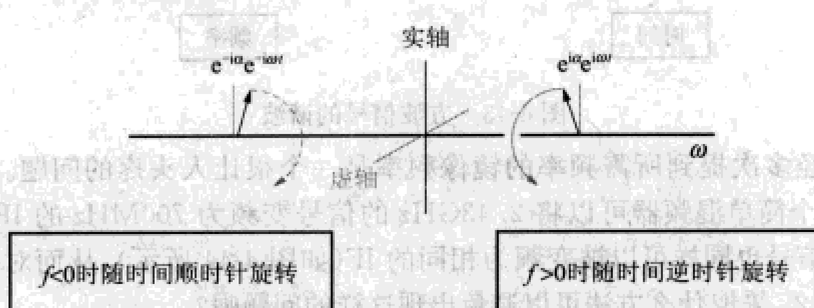



图 4-46　复数—频率空间的指数项

因为混频是一个乘法过程，因此有必要进一步标绘出当同时与两个信号相乘时图上会有什么情况发生。从数学上来说这非常简单（这是由于使用了指数信号）——两个指数项的乘积为另一个指数项，其自变量是二者自变量之和。对于谐波信号来说，频率为

$$e^{j\omega_1 t}\cdot e^{j\omega_2 t}=e^{j(\omega_1+\omega_2)t} \tag{4-9}$$

在我们的空间图上，两个箭头的乘积为另一个箭头，其幅角（相位）与频率分别为二者相位之和与二者频率之和。假定现在我们对下变频应用感兴趣，并且忽略符号相同的频率项——因为它们相加后将得到更高的频率分量，而这些高频分量是可以被滤除的。正频率项——比如 $(\omega+\delta)$ 的信号与来自 LO 的频率为 $(-\omega)$ 的信号相乘后将得到一个正频率信号（图 4-47 中顶部的虚线），负频率信号与一个频率绝对值较小的正频率 LO 信号合并后将得到一个负频率信号（图 4-47 中底部的虚线）。此处，负频率信号以相移180°来表示，频率的乘积项将承接这种相移。

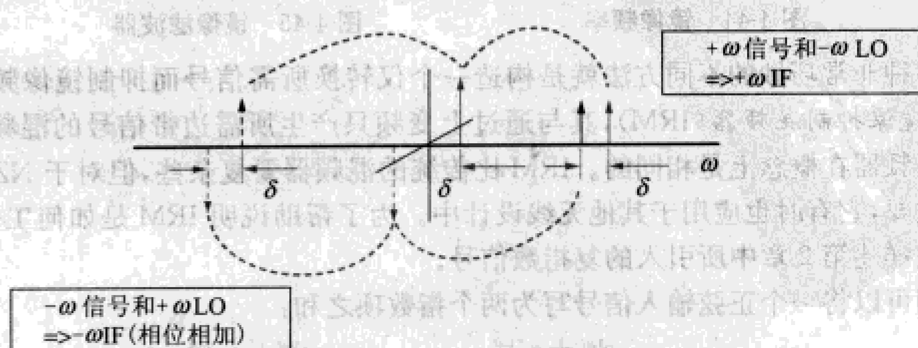



图 4-47　余弦信号与正弦信号的（低频）乘积

有了以上这些预备知识，我们就可以考虑手头上的问题：想通过下变频得到频率为 $f=f_{LO}+f_{IF}$ 的信号但要抑制掉 $f_{LO}-f_{IF}$ 的镜像频率。首先，将信号（视为一对余弦信号）与一个余弦 LO 信号进行混频——即进行同相变频，其结果如图 4-48 所示。在正频率上我们发现既有所需信号的正频率分量也有镜像信号的负频率分量（虚线所示），负频率项起因于所需信号的负频率和镜像信号的正频率。

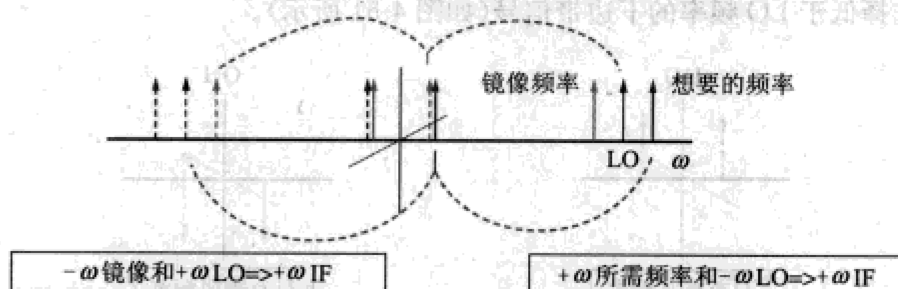



图 4-48 所需输入频率和镜像频率在 I 信道内混频

假如我们将信号与一个正弦——相位正交信道进行混频则又会发生什么？如图 4-49 所示，每一种频率的各个分量都得到一个不同的相位，相位取决于这些频率分量是由原始信号中的正频率项还是负频率项（图中虚线指示的部分）所产生的。最终的两个分量虽然同频但不同相：基于这种事实就可以分离出镜像信号和所需信号。

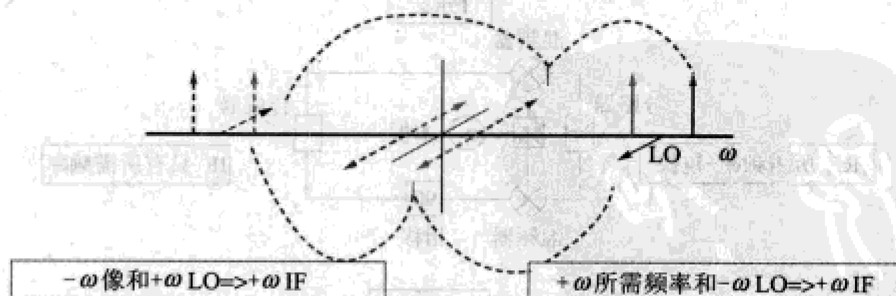



图 4-49 所需输入频率和镜像频率在 Q 信道内混频

为了求得信号的两个不同分量之间的相位差，我们将一个分支进行90°移相，例如为 Q 分支，这可以利用一个 RC 网络或简单地另接一段传输线将该分支的相位延迟四分之一周期来实现。正向相移是将矢量箭头在正频率轴上逆时针旋转及在负频率轴上顺时针旋转，其结果如图 4-50 所示，为了说明清楚，图中只明确显示了负频率分量的相移情况。

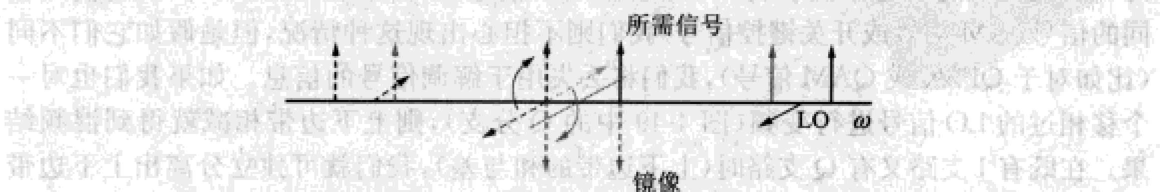



图 4-50 经相移后的 Q 分支信号

从所需信号中得到的分量为：对正频率其就为正，对负频率其即为负，从镜像信号中得到的分量其符号则恰好相反。如果我们将Q分支信号加到I分支上（如图4-48所示），则其结果就会增加一个所需信号的分量，而镜像信号的分量则减掉甚至消失：即镜像信号被抑制掉了。另一方面，如果我们将这两个信号相减，则镜像信号将得到保留而原来的所需信号却被抑制掉，这就是说，我们要么选择高于LO频率的上边带信号，要么选择低于LO频率的下边带信号（如图4-51所示）。




图4-51 IRM输出的两种选择

IRM的原理框图如图4-52所示，其不需要滤波就能实现镜像抑制，为之所付出的代价就是增加了复杂性：我们不仅需要用两个混频器来代替一个，而且还需要用精确的方法为LO信号（产生I和Q分支）和混频出的信号提供相移。

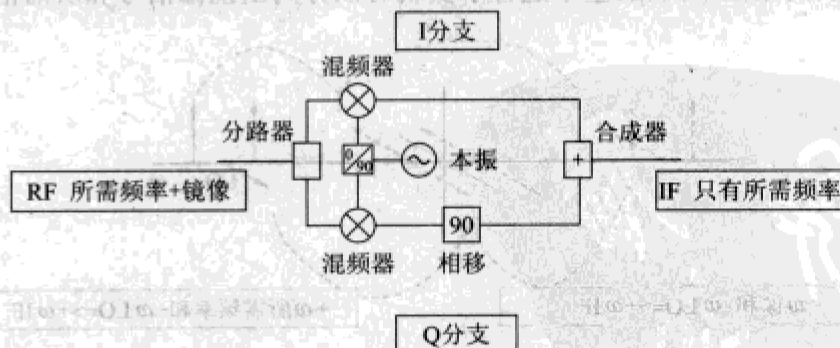



图4-52 镜像抑制混频器框图

我们稍作停顿，回顾一下图4-48与图4-49中一个简单数字信号的情况。数字信号通常既包含高于载频的上边带也包含了低于载频的下边带信号，分别代表了上述的镜像信号和所需信号。假如我们只是将一个支路（在图4-48中为I分支）的载波转化为DC，则上下边带之和就形成了一个混频后的信号，不能被分离出来。假如它们是相同的信号（AM信号或开关键控信号）我们则不担心出现这种情况，但是假如它们不同（比如对于QPSK或QAM信号），我们将丢失用于解调信号的信息。如果我们也对一个移相过的LO信号进行变频（图4-49中的Q分支），则上下边带相减就得到混频结果。在既有I支路又有Q支路时（上下边带的和与差），我们就可独立分离出上下边带的振幅和相位及原始信号。如果要将载频转化为DC，则I-Q混频或者说复合混频对于保存信号的完整信息是非常必要的，在对发射信号进行上变频时也需要采取同样的混

频方式，这就是为什么我们在标准框图(即图 4-5 或图 4-37)中可以看到 I 和 Q 混频器及调制器的原因。

为了举例说明混频器实际上是如何构建的，我们先快速浏览一种非常流行的混频器——Gilbert 单元混频器，我们主要研究其基于双极结型晶体管的构建方法，但 Gilbert 单元混频器也可以用 FET 这样的有源器件来构建。图 4-53 给出了一个简单的 Gilbert 单元混频器原理图，图中假定其用于下变频，但该电路同时也适合作为调制器或上变频器使用。

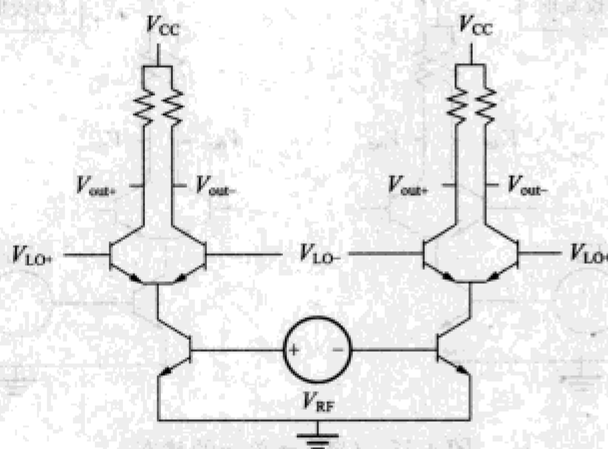



图 4-53　Gilbert 单元混频器

这类单元电路可以看作为一个三端平衡混频器，因为其输入端、压控振荡器(VCO)及输出端都是差动方式的，这种安排非常有助于实现很好的隔离度。借助于图 4-54 我们可明显看出，若 RF 电压为零则输出电压为零，因为这种情况下流向混频器左右分支的电流是相等的(假定混频器是理想的和对称的)，输出电压就等于正(左边分支)负(右边分支)LO 电压之和。同样地，若 LO 电压为零则输出也为零，因为此时流向上面一对混频器的电流是相等的，且单元电路左右分支的电压都各自为零。如果认真采取措施确保元器件和电路布局都是对称的话，则一个完全平衡的 Gilbert 单元混频器可以提供非常好的 LO-IF 隔离度和 RF-IF 隔离度。

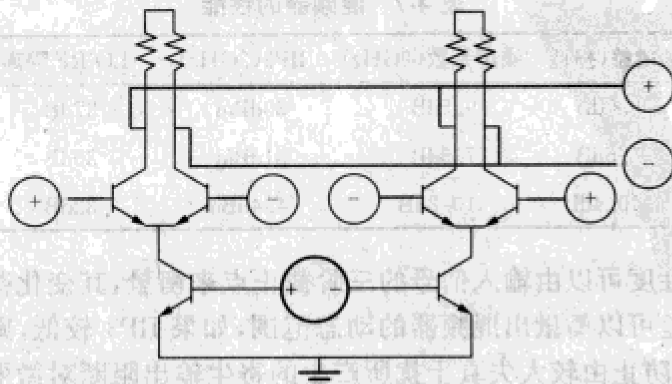


图 4-54　平衡的输入和输出端

位于单元电路下面的一对晶体管用来将 RF 电压转换为混频器左右支路间的电流。混频器上面的一对晶体管用作开关，将差动电流导引到正向或负向输出端(如图 4-55所示)。当 LO 频率较高时，电流流向最外面的两个分支，输出电压和 RF 电压在意义上一致；当 LO 频率较低时，电流流向里面的两个分支，输出电压和 RF 电压的意义相反。因此，这种混频器实际上是将输入信号与一个值为(+1，−1)的方波相乘，实现图 4-41 所示的平衡开关混频器的功能。

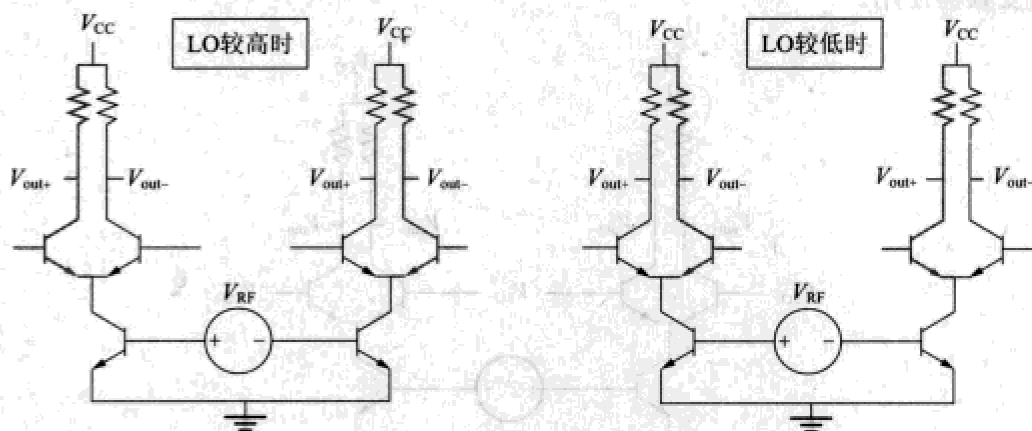



图 4-55　Gilbert 单元的状态

表 4-7 总结了一些具有代表性的商用混频器的性能。集成进射频芯片里的混频器，其性能并不是总能得到单独的报道，因此表中只是集中总结了分立混频器的混频功能。MESFET 和 MOSFET 都是无源混频器，都表现出相当大的变频损耗；SiGe HBT 是一个 Gilbert 单元混频器，因此，其变频增益可得益于 RF 晶体管(位于混频单元的底端)的增益。尽管如此，由这三种技术所构建的混频器的噪声系数却是可比的，且它们都非常大。因为我们讨论的内容与图 4-12 有关，因此，对接收机来说，在设计第一个混频器之前要先为其确定足够大的增益，以确保接收机的噪声系数能维持住，这一点很重要，尽管混频过程所产生的噪声是非常平常的。

**表 4-7　混频器的性能**

| 工　艺 | 变频增益(损耗) | 噪声系数(2GHz) | IIP3(2GHz) | LO-RF 隔离度 | 引　用 |
|---|---|---|---|---|---|
| GaAs MESFET | −9.0dB | 9.5dB | 30dBm | 37dB | WJ Comm 03 |
| Si MOSFET | −7.5dB | 7.5dB | 31dBm | 30dB | Sirenza 03 |
| SiGe HBT | +10.4dB | 10.2dB | 4.4dBm | 32dB | Maxim 03 |

混频器的线性度可以由输入信号的三阶截止点来衡量，其变化范围很宽。IIP3 和噪声系数之间的差可以衡量出混频器的动态范围，如果 IIP3 较低，则必须要在混频器之前限定增益，以防止由较大失真干扰所产生的寄生输出阻断对微弱(所需)信号的接收，如果混频器的噪声系数比较高的话，则这一点就不容易做好。如果混频器的 IIP3

比较大，则在混频器前另加一个额外的增益就可以解决其噪声系数高的问题。

30～40dB 的隔离度是可以实现的，正常情况下这已足够能避免因 LO 信号泄漏到所需信号中带来的严重问题。隔离度的大小取决于混频器的详细结构和封装，也就是说取决于有源器件的工艺和技术。混频器的完整性能规范要比放大器复杂，它包括对三种输入频段(RF、IF、LO)的选择性、隔离度、三种功率电平和无数种可能的寄生输出要求。

## 4.2.4 频率合成器

从上一节的讨论中也许可以明显看出，如果没有 LO 信号，混频器就不能正常工作。LO 信号的品质在决定无线设备性能的几个主要参数中占有非常重要的地位。对发射机来说，LO 信号必须有足够高的绝对纯净度，才能使发射载频的精度在指定的标准内；接收机也需要一个精确的 LO 信号，才能将接收到的 RF 信号精确转化到 IF 带宽上。LO 频率必须能充分可调，这样才能搜寻到所有可用的发射或接收信道，对于像蓝牙这样采用跳频协议的情况，LO 频率必须具有足够快的调谐速度，这样才能为接收下一个位于新频率上的数据包做好充分准备，最后，频率的随机变化——振荡器的相位噪声必须要足够小，这样才能使发射信号的相位保持不变，并且由第 3 章可知，大多数 WLAN 信号的调制对相位变化是非常敏感的，因此，足够小的相位噪声可以实现对接收信号相位的精确探测。

现代无线设备基本上都采用频率合成器来产生 LO 信号。频率合成器的框图如图 4-56所示。频率合成器的核心是一个压控振荡器(VCO)，它能产生我们所期望波段上的信号，信号频率随 VCO 的控制电压单调变化，VCO 是嵌入到一个可以精确设定其频率的锁相环里的。

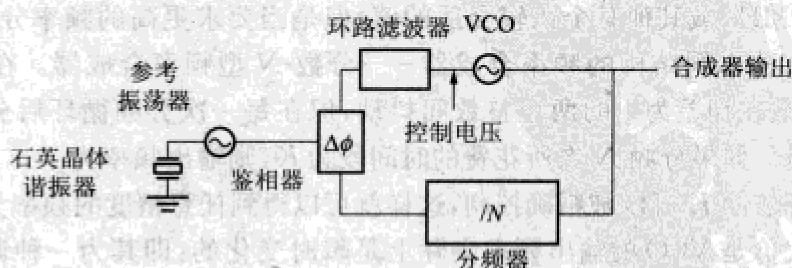



图 4-56 合成的本地振荡器方框图

频率合成器的信号分几路输出，其中一路信号驱动分频器产生一个频率非常低的信号，其零相交与 LO 信号精确同步。分频输出的信号与一个参考信号进行比较，典型情况是参考信号由一个振荡器产生，该振荡器的频率由一个石英晶体谐振器确定。石英晶体是压电材料。在谐振器里，石英晶体的这种压电属性可用来将电信号转化为石英切片的声位移，此时，晶体就作为一个声波谐振器。石英晶体谐振器具有非常高的品质因素(对这个概念不熟悉的读者可以参考后面的 4.2.5 节)，并且如果是沿着正确

的平面来切割晶体的话，晶体的切片就可以有一个声位移速度，谐振器的谐振频率就几乎与温度无关。石英晶体谐振器就是一个廉价、可靠且精确的参考频率源。其典型频率大约为10MHz，因此，若要产生IF、LO信号，则分频器的分频比需达到几十；而要产生RF信号的话，则分频比要达到几百。

鉴相器用来检测分频器的输出信号与参考频率之间的相位差，鉴相器的输出信息用于为VCO提供控制电压。对于任何一个反馈系统，都需要用一个环路滤波器在系统的响应度和稳定度之间寻求一种最佳平衡。大体上说，LO控制电压由反馈环调节，直到相位误差变得非常小，从而保证频率合成器的输出锁定为参考频率的整数倍。

图4-56所示的频率合成器不具有很强的灵活性：对一个固定的分频比$N$来说，其输出频率总是为$N \cdot f_{ref}$。如果分频比很容易被改变从而允许有不同频率输出的话，则我们可得到一个更为通用的频率合成器。一种选择就是整数-$N$型频率合成器，它可以使用两个相差为1的分频比，比如16和17。举例来说，一个总循环数为$F$的频率合成器，在$S$循环中使用第一个分频系数$N$，在其余的$(S-F)$循环中使用另一个分频系数$(N+1)$，所有循环完成后，分频器输出一个上升沿或下降沿，则分频器的净分频数为$N_{eff}=(N+1)S+N(F-S)=NS+S+NF-NS=NF+S$。这样，通过调整$S$（只需在环路里设置一个计数器）就可得到所有的分频比，从而可以在一个很宽的范围内调节输出频率，频率分辨率为$f_{ref}$。如果想得到更高的分辨率，可以用另一个整数$M$来对参考频率进行分频。不过，使用越来越大的分频比会带来不利的结果：由于只是在每一次VCO的输出为$N_{eff}$的循环上分频器才产生一个脉冲沿，因此，随着分频比$N$的增大，VCO输出信号的相位信息会变得越来越稀疏，从而导致反馈环无法抑制输出信号相位的变化——相位噪声在不断地增大。

对WLAN的各种应用来说，整数-$N$型频率合成器已经足够用了，因为WLAN的信道间隔为5MHz或其他某个比较合适的值，但是当要求更高的频率分辨率时，也许可以使用另一种不同结构的频率合成器——分数-$N$型频率合成器。在这种合成器内，分频比也是在相差为1的两个整数间抖动，但在每一次分频循环后分频器都会输出一个脉冲沿。如果分频$N$次所花费的时间段为$K$，则输出频率为$f_{ref}(N+1/K)$；通过增加总循环数使$K$可以被精确控制，这样就可以得到任意精度的频率分辨率。这样做所付出的代价是VCO的输出频率实际上是瞬时变化的：即其为一种调频信号。频率调制会导致有不期望的低电平寄生频率输出，该频率范围部分由分频系数发生抖动的时机决定。由于分频系数出现的时机为已知，在此基础上寄生频率也是可预知的，因此可以通过后续程序对其修正。近年来，分数-$N$型频率合成器在实现寄生输出的最小化上已经取得了长足的进步，但相对于整数-$N$型频率合成器来说，它们在结构上还是要复杂得多。

发射信号的绝对精度必须符合规定的限度且须遵守所要求的标准。例如，802.11经典的PHY要求发射的中心频率精确到25ppm，即对于ISM波段的信道6，其变化范围为±61kHz。典型情况下，接收机和发射机使用相同的频率合成器。当接收信号的

频率名义上被转化为 0 时，发射信号频率与用于接收的 LO 频率之间的差异构成了一个有效误差，误差范围在 100kHz 以内，对于两个速率为 11Mbit/s 的连续 DQPSK 信号来说，有效误差使二者之间增加了一个 $2\pi(10^5)(9\times10^{-8})\approx0.06$rad 的相位差，远远小于 QPSK 星座中各点之间 1.6rad 的相位差。

OFDM 信号对频率和相位控制有特殊的要求。接收频率的误差会导致副载波频率发生明显的偏移。只有当采样时间为周期的整数倍时，副载波之间才是相互正交的。副载频的误差会引起副载频之间的干扰，从而使指定的副载波信号被错误地分配到相邻副载频上（如图 4-57 所示）。802.11a/g 副载频之间的间隔为 312.5kHz，100kHz 的频率偏移在此间隔中明显要占很大一部分，因此会导致相邻副载频之间产生显著的干扰。值得庆幸的是，信号经解调后，通过数字信号处理可以很容易地修正这类简单的频偏。

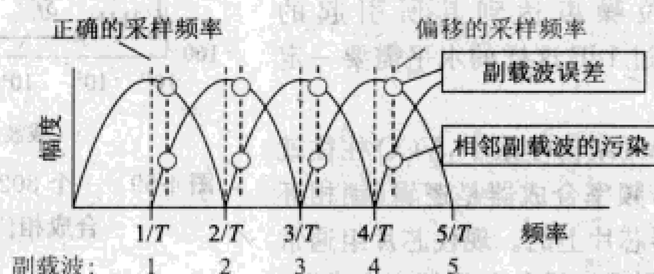



图 4-57 频率偏移与 OFDM 副载波

频率的瞬态随机变化——相位噪声——使星座的可测性受到轻微的影响，这可近似看作在通常的热噪声中又加入了另一个噪声源。这样，通过在某一频率范围内对相应的字符时间进行积分，所得到的总相位噪声将降低接收机的 $(S/N)$ 和发射机的 EVM。相位噪声还具有更为微妙的有害作用，它会大大扩大附近信道的干扰信号，因此会有部分干扰信号出现在所需信道上（如图 4-58 所示）。

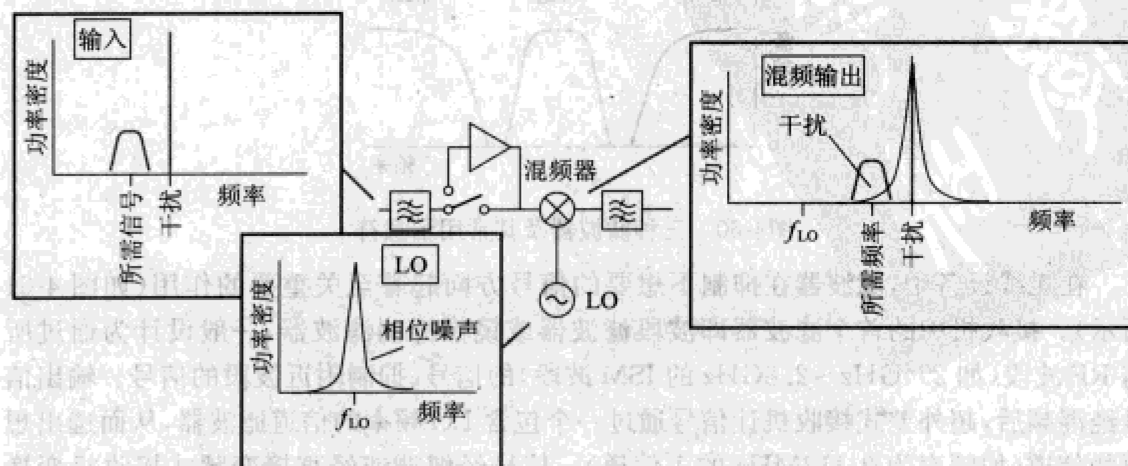



图 4-58 LO 相位噪声扩大了干扰从而阻塞了所需信号

一个 WLAN 芯片系列的频率合成器，其相位噪声性能如图 4-59 所示。正常情况下，在给定的带宽范围内，由于相位噪声功率与载波功率(dBc)相关，因而是可测的。我们知道，一个 802.11 OFDM 字符的延续时间为 4μs，因此当频率低于约 250kHz 时，相位噪声对应于某个字符与其下个字符之间所发生的相位变化，而当频率大于大约 1MHz 时，相位噪声只与单个 OFDM 字符的相位变化相一致。

1kHz（对应一个完整数据包的长度）到 300kHz 之间总的相位误差不超过 1°（角度），因此，无线设备可以使用数据包的前同步码来建立频率补偿和相位同步，并且此后就能使数据包的其余部分保持较好的相位一致性。仿真结果表明，要使相位噪声达到其所引起的($S/N$)下降度不超过 1dB 这样的水平需要一定的比特率误差。

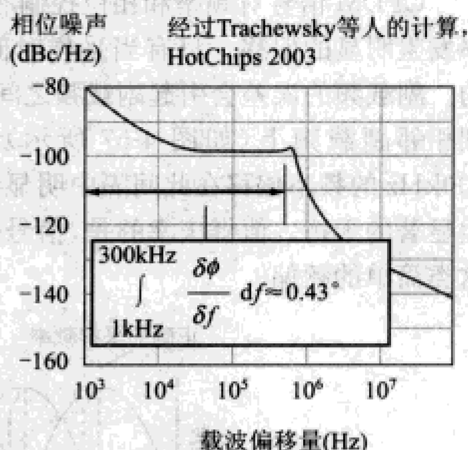



图 4-59　一个 802.11a 无线芯片合成相位噪声的例子

在早期的 WLAN 结构体系中，VCO 往往就是一块独立的芯片，频率合成器是逻辑（锁相环部分）集成在变频器芯片上的。现代芯片组通常已经包含了被集成到无线设备上的频率合成器。

## 4.2.5　滤波器

滤波器是抑制某些频率、传输另外一些频率的电路，通常可分为三种类型：低通、高通和带通滤波器（如图 4-60 所示）。

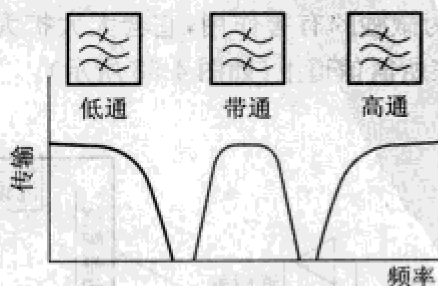



图4-60　三种滤波器及其常用示意符

在无线设备中，滤波器在抑制不想要的信号方面起着至关重要的作用（如图 4-61 所示）。接收机中的首个滤波器即波段滤波器或镜像抑制滤波器，一般设计为通过所需 RF 波段（如 2.4GHz～2.8GHz 的 ISM 波段）的信号、抑制附近波段的信号。输出信号经混频后，超外差式接收机让信号通过一个包含 LO 频率的信道滤波器，从而选出想要的信道（如频率为 2 412MHz 的 1 信道）。信号经解调或经直接变频式接收机变换后，尽管此时其频率可能已变为约几兆赫到 20MHz，但还是要再增加一个低通滤波器

滤波。低通滤波器可以采用分立元件或有源滤波器的形式。对发射来说，其与接收相应的每一个阶段也都需要滤波器。在 WALN 超外差式设备中，通常选择共用一个 IF，因此，发射和接收都使用 IF 信道滤波器可以尽可能地节省费用。

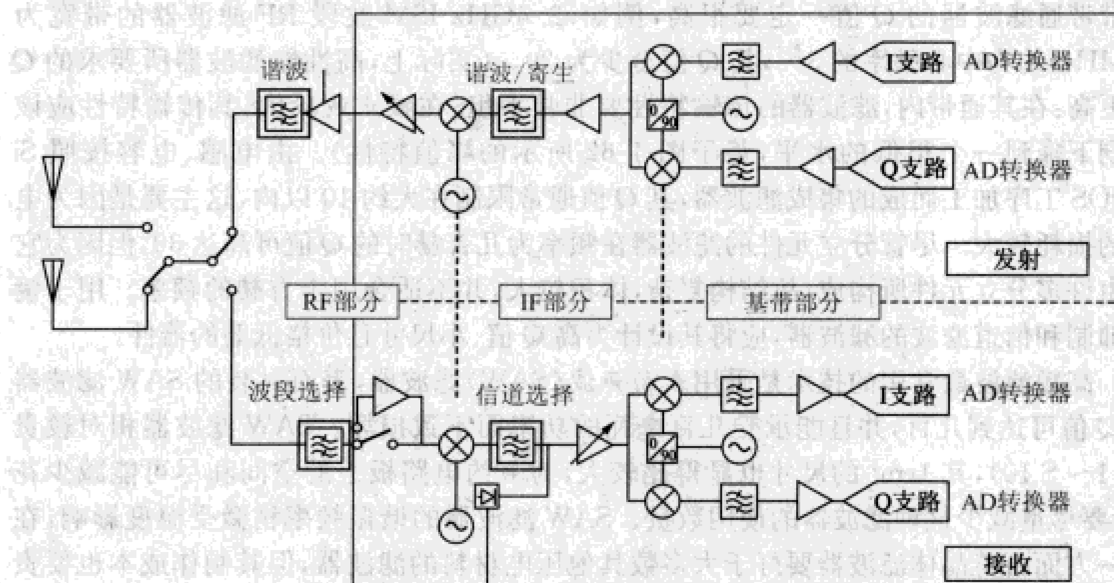



图 4-61 超外差式无线设备中的 RF 滤波器

最简单的带通滤波器是一个由单个电感和电容组成的谐振器（如图 4-62 所示），图中的电阻用来表示主要由电感线圈所带来的寄生损耗。当频率达到使电感的感抗与电容的电纳（即电导虚部的正负两个部分）完全相等时，电路就发生谐振。在每个谐振周期内，能量交替存储在电感（电流最大值时）和电容（电压最大时）里。无损耗的理想谐振器在谐振时表现为一个完全开放的电路，因此，所有的输入电流都可传输到输出端。当远离谐振时，电流将通过电感（低频时）或电容（高频时）短路到地，因此，谐振器的功能就像一个带通滤波器。

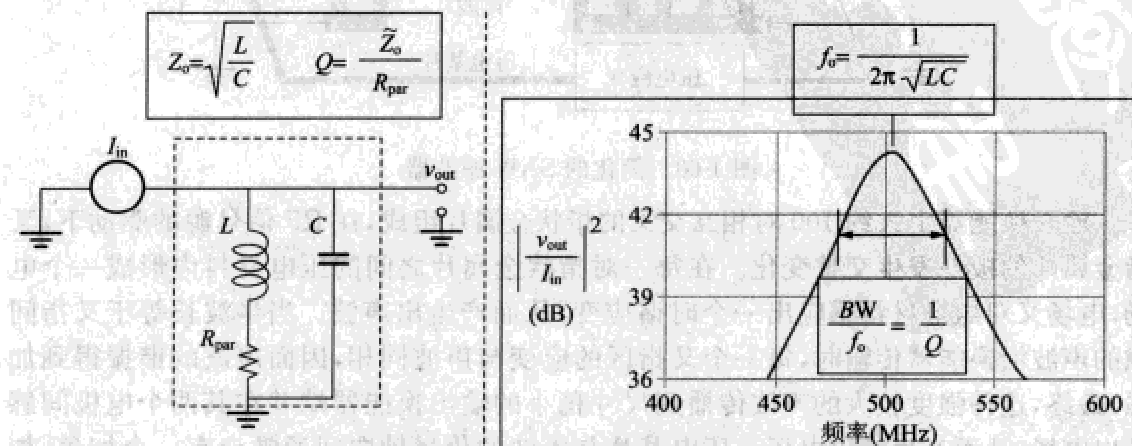



图 4-62 简单的 $L \parallel C$ 滤波器

滤波器特性可用特性阻抗 $Z_0$ 和品质因素 $Q$ 来表示。品质因素为特性阻抗与寄生电阻之比,它反映了每一振荡周期内存储在电感和电容里的能量与寄生电阻所消耗的能量之比。品质因素也可以通过滤波器的通带宽度来确定,如图 4-62 的右半图所示。窄带带通滤波器的 $Q$ 值一定要很高,例如,2.4GHz ISM 波段 RF 滤波器的带宽为 80MHz,约为中心频率的 3%,其 $Q$ 值至少为 30。(实际上,高性能滤波器所要求的 $Q$ 值更高:在其通带内,滤波器的传输特性要非常平坦;在截止波段内,其传输特性应该急剧下降到一个很低的水平,甚于图 4-62 所示的峰值特性)。由电感、电容按照 Si CMOS 工序加工而成的集成滤波器,其 $Q$ 值通常限制在大约 10 以内,这主要是因为电感的损耗较大。尽管分立元件的滤波器在频率为几吉赫时的 $Q$ 值可高达 30,但因为它是由许多分立元件所构成,故结构复杂,体积较大,并不适合用于吉赫的频率。用于镜像抑制和信道滤波的滤波器,应将其设计为高 $Q$ 值、小尺寸且价格低廉的器件。

高频滤波最常用的技术是采用*表面声波*(SAW)滤波器,表面封装的 SAW 滤波器的 $Q$ 值可达到几百,并且能承受几百毫瓦的功率而不致损坏。SAW 滤波器相对较贵($1~$10),其 1cm² 的尺寸也显得比较大,为节约电路板上的空间和尽可能减少花费,要尽量减少这种滤波器的使用数量。SAW 滤波器的谐振频率稍微受温度影响,在这一方面石英晶体滤波器要好于大多数其他压电材料的滤波器,但其制作成本也要贵得多。

简单的 SAW 滤波器结构如图 4-63 所示,它构建在由诸如石英晶体、$LiNbO_3$ 或 ZnO 所构成的压电式基片上。电子换能器由铝这类金属导电层构成,采用集成电路制作技术将金属导电层以一定的方式加工涂覆到压电基片的表面上。

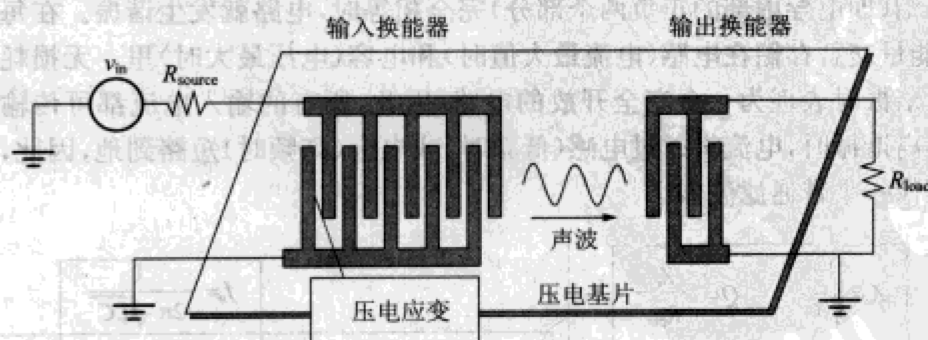



图 4-63　简化的 SAW 滤波器

输入换能器由大约 100 对相互交叉的指状金属片组成,在 RF 信号源的驱动下,叉指金属片的极性发生交替变化。在每一对指状金属片之间的压电材料内形成一个电场,电场又对压电材料感应出一个时谐应变,从而产生出声波。当半波长等于叉指间隙的声波沿换能器传输时,每一个叉指区的应变与声波同相,因而声波的谐振得到加强,最终,这种强度较大的声波传播到尺寸稍小的输出换能器端并在其两个电极间感应出电场,从而产生输出电压。压电基片与声波的传播轴向间通常会有一个切角,如图 4-63 所示,因此,没有被转化为电能的声能就会以不固定的角度沿基片的边缘反射

回去并消散掉，从而不会对滤波器的正常工作状态造成影响。由于声波的传播速度比电磁辐射的速度慢 10 000 倍，而微波的波长在 1μm 范畴内，因此有可能设计出结构紧凑的高 Q 值 SAW 滤波器。

一个非常典型的 RF 波段（或镜像抑制）滤波器的性能如图 4-64 所示，图中显示了滤波器的传输特性（以 dB 表示）与频率之间的关系。在 ISM 波段内，信号通过该滤波器后只损耗了 3±1dB：由于这是将滤波器插入电路后所引起的带内损耗，因此称之为我们所熟知的插入损耗。无论是发射还是接收，低插入损耗非常重要。对于发射来说，滤波器的插入损耗直接影响发射功率，因此，有损耗的滤波器意味着需要价格更贵、功率更大的放大器，并且要耗费更多的 DC 功率。对于接收来说，滤波器的损耗基本上等于其噪声系数，并且由于其通常都是放置在 LNA 之前，因此滤波器的噪声系数必须要直接加入到整个链路的噪声系数中去。

该滤波器的另外一些重要性能就是对刚刚超过频段边缘的频率和带外频率的截止性能（希望其很小，这样就可以抑制这些频率）。相对于中心频率，该滤波器传输特性下降了 3dB 的带宽约为 125MHz，明显大于 83MHz 的 ISM 带宽：我们不能期望其完全抑制掉超过带外几兆赫的信号。不过，此后传输特性迅速下降：其波形因子，即 20dB 抑制带宽与 3dB 抑制带宽的比值仅仅为 1.2。该滤波器对远离频段边缘的频率——比如频率为 2 170MHz 的第三代蜂窝电话（UMTS）的下行链路信号或超外差结构中一个较高 IF 的镜像信号——的抑制度，实质上可以达到 30dB。

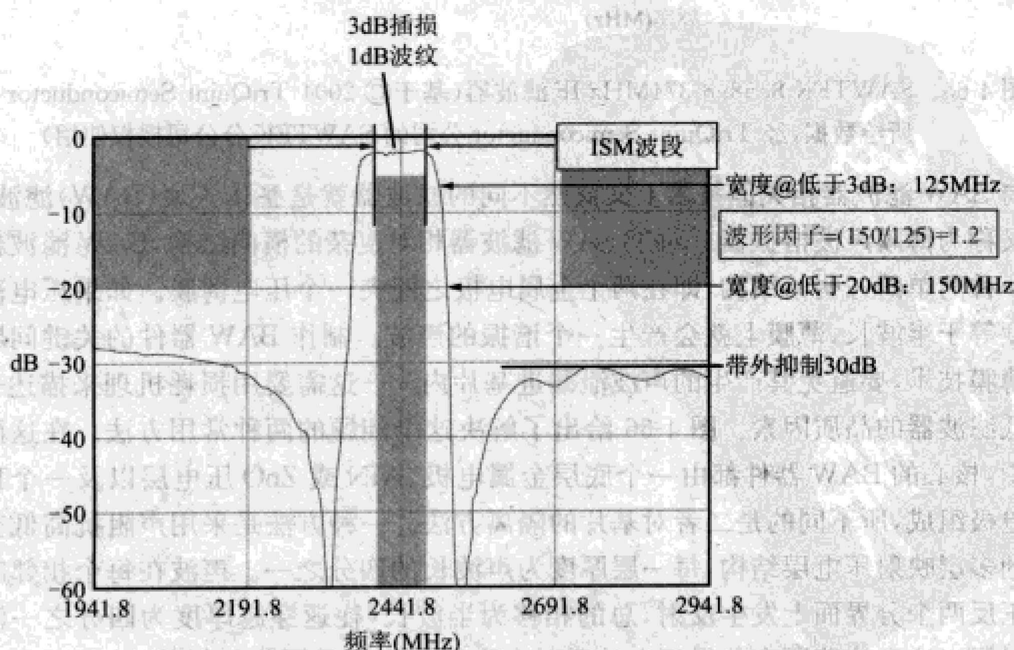



图 4-64 SAWTEK 855916 ISM 波段滤波器 vs. 频率（基于© 2004 TriQuint Semiconductor 所绘数据，经 TriQuint Semiconductor 公司的 SAWTEK 分公司授权使用）

图4-65显示了IF(信道)滤波器的性能。由于在IF滤波器上的传输功率比较低，而且滤波器之前的接收增益可确保损耗对噪声系数影响不大，因此，IF滤波器容许有较高的插入损耗。较高的插入损耗有利于提高带外抑制性能：对上方邻近信道的抑制度可达到43dB，对下方邻近信道的抑制度则可达55dB。当要求在所需信道和相邻信道上同时传输信号时，接收信道滤波器必须要有很高的邻近信道抑制度。

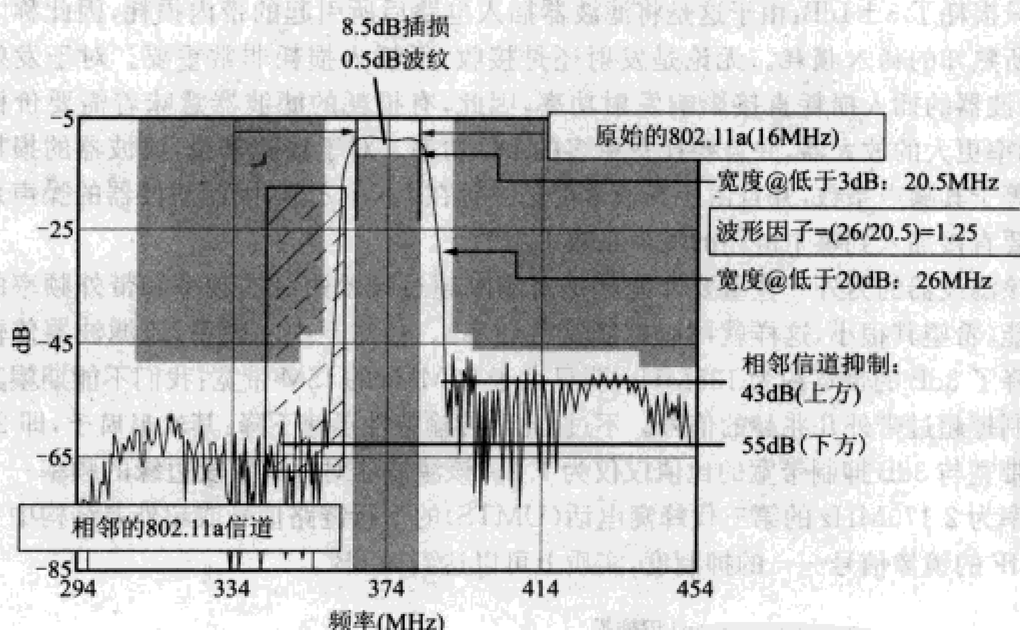



图4-65　SAWTEK 855898 374MHz IF滤波器(基于© 2004 TriQuint Semiconductor所绘数据，经TriQuint Semiconductor公司的SAWTEK分公司授权使用)

与SAW滤波器相关但技术上又截然不同的滤波器就是*整体声波*(BAW)滤波器，有时又称为薄膜声波谐振器。对于SAW滤波器相对复杂的横向结构，BAW滤波器代之以一种简单的三明治结构，即在两个金属电极之间夹一个压电薄膜。如果压电薄膜的厚度等于半波长，薄膜上就会产生一个谐振的声波。制作BAW器件的关键问题就在于薄膜技术，要避免其产生的声波泄漏进基片内——这需要用损耗机理来描述——而降低滤波器的品质因素。图4-66给出了解决这个问题的两种常用方法。在这两种方法中，核心的BAW器件都由一个底层金属电极、AlN或ZnO压电层以及一个顶层金属电极组成，所不同的是二者对基片的隔离方法。一种方法是采用声阻抗高低交替变换的多层映射压电层结构，每一层厚度为声波长的四分之一。声波在每个相邻映射层的正反两个分界面上发生反射，总的相移为半波长(往返穿越厚度为四分之一波长的映射层)，这意味着所有分界面上的反射在底层电极上是同相相加的，从而产生一个非常大的反射系数，因此就很少有声波传输到基片内。

另一种在概念上比较简单但实际上极具挑战性的方法就是在一个填充空气或为真空的空腔上构建一个部分活性的压电层，这样传导进基片的声波也很少。这种结构

一般采用减法技术实现。先在基片上刻蚀出一个空腔，再用以后可被刻蚀的材料如二氧化硅填充此空腔，得到一个表面平整的基片，然后用此基片构建剩余的 BAW 层，最后将器件浸入到刻蚀液中去除掉空腔内的填充层并在其后面留一个空洞。

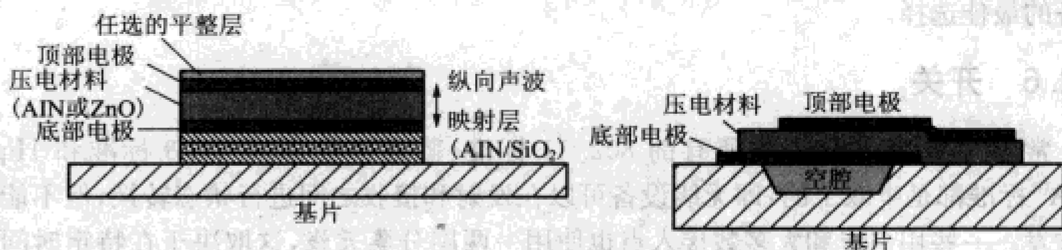



图 4-66 两种不同方法所构建的 BAW 的剖面图

BAW 滤波器具有一些优于 SAW 滤波器的优点。关键就在于 BAW 压电层的厚度要超过 SAW 滤波器叉指线间的横向间隔(行距)。这种厚度通常要比行距容易控制，因此就有可能获得很高的尺寸精度。在一吉赫到几吉赫的频率范围内，压电层的典型厚度为一微米至几微米。为了能精确修正谐振频率，往往还要在压电层之间加上薄的金属或介质调节层，以补偿压电层间的不一致和不严密。BAW 滤波器对能量的操控能力也比同类的 SAW 滤波器要强。这一方面是因为在 BAW 滤波器中，声波在压电材料上是均匀分布的，而在 SAW 滤波器中，声波只能被限制分布在一个波长的表面范围内。另一方面是因为对 SAW 滤波器来说，有效区域仅仅为电极的外围、边缘反射抑制区和其他声波不活跃的区域。作为薄膜器件，BAW 滤波器原则上可以用标准硅制作工艺直接集成制作，尽管这样会显著增加制作成本和复杂度。目前，高性能的 BAW 滤波器已经在蜂窝式便携电话(双工)上得到商业应用，在美国，这种双工机的频率位于 PCS(1.8GHz)波段，在欧洲和亚洲其频率也位于类似的工作频段(GSM1900)上。

高性能滤波器也可以用陶瓷介质谐振器构成。这种谐振器的典型形式就是一个简单的、具有高介电常数的圆柱形厚板，用一个线圈或其他简单的电极结构就能激发其处于电谐振状态，就像激发金属腔体结构一样，之所以限于采用介质材料是因为介质材料的磁导率较高。这种滤波器所遇到的最大挑战是：由于其尺寸约为介质中电波波长的一半，对于低频滤波器(比如 IF 信道滤波器)来说，其尺寸太大而不具有实用性。对于高频信号，陶瓷滤波器的实用性将大大增强：5GHz 频率在自由空间的波长仅仅约为 5cm，因此，介电常数为 10 的半波谐振器的最小尺寸约为 $5/\sqrt{10}\approx1.5$cm，恰好与表贴元件的实际边界范围一致。陶瓷滤波器的构建十分简单，主要问题是生产尺寸精确、高介电常数且低损耗的陶瓷材料比较困难。

无线设备的设计，特别是超外差结构的设计，通常是在设备性能和滤波器性能之间寻求一种平衡。性能良好的波段滤波器可以保护 LNA 免受带外干扰，这样就可减少对 LNA 和混频器的三阶失真要求，而便宜的滤波器则需要配以好的放大器。对发射来说，谐波滤波器可以滤除由功放失真所产生的激励，从而减少了对功放这种高价

格、高功耗器件的线性度要求。直接变频结构和NZIF结构的无线设备只部分需要这种滤波器，因为这些设备在能够将问题整体解决的低频阶段就已经进行了信道滤波。滤波器技术会给无线设计带来影响，当技术进步时，其有望成为设计未来低成本无线设备的最佳选择。

### 4.2.6 开关

常用的WLAN协议如所有的802.11标准、蓝牙标准、802.15.3标准和Hiper LNA①标准都是半双工的：即无线设备可以在发射和接收之间进行状态转换，但不能同时收发。一些用户卡和大多数接入点也使用一两副分集天线，这取决于在特定时间内哪种天线方式接收到的信号最强。由于天线可以从一副换到另一副，因此天线必须能够被转换，最终结果是通常要在无线设备的输入(滤波器/LNA)、输出(功放/滤波器)和天线之间插入数个转换开关。

在开关的设计和选择上有以下几个主要的性能参数：

- □ 插入损耗：开—开？当开关处于“闭合”状态时，信号通过开关后的损耗要越小越好。对发射来说，输出功率要直接减去插入损耗；对接收来说，插入损耗要直接加到噪声系数上。在5GHz时，插入损耗的典型值为1～2dB。为尽可能减小插入损耗，级联开关要做得大些以减少开关在闭合时的阻抗。
- □ 隔离度：关—关？隔离度就是开关名义上处于“断开”状态时输入信号从开关输出端泄漏出去时功率的大小。对典型的802.11应用来说，这个参数并不是特别需要。发射信号时，正常情况下发射功率到不了接收端的LNA，因此，此时LNA可以允许有相当大的功率输入而不致造成损坏。当接收信号时，发射机功率降低了，但无论如何都不会因发射机接收到很小的RF功率而使其损坏：这里的RF功率是指残留的发射功率或接收信号的干扰噪声。未使用的分集天线所耦合的少量功率对接收功率几乎没有什么影响。20～30dB的隔离度相对容易获得，对WLAN设备来说，这样的隔离度足够了。
- □ 速度：802.11标准要求收发之间的转换速度大致限制在1μs以内以保证发射机在10μs的短帧间隙内能产生应答。不同协议对开关速度的要求稍有不同，但都要远远大于1μs，因此，必须一开始就要选定分集天线。速度比较慢的开关也可以使用，但是其通常要便宜些，因此只能应用到恰好满足这两种要求的场合中去。
- □ 功率容量：理想开关是一个无源器件，当其处于“闭合”状态时不会对信号产生任何影响。实际的开关由有源器件构成，会对发射信号带来附加失真；输出信号的截取功率和压缩功率必须要充分大于实际发射功率，以使发射信号保持其频谱特征并满足规定的要求。

---

① 高性能无线局域网。——译者注

开关功能可由任何支持有源器件的技术来实现。FET、硅 BJT 或复合半导体都可用作开关。典型地，FET 开关比 BJT 开关具有更高的隔离度，而复合半导体开关因其电子移动速率高而具有出众的阻抗特性，并且也因其饱和电流和击穿电场都比较大而具有更好的功率输出率，但是复合半导体开关不能被集成到硅 CMOS 无线设备中。独立封装的 GaAs FET 开关是常用的一种选择。

在微波应用中，经常会遇到一种特殊的多功能开关——(p-intrinsic-n)PIN 二极管。PIN 二极管有相对较大的本征(非人为掺杂的)半导体区域，这使其在没有 DC 电流通过时对高、低频表现出很高的电阻率。不过，当加上正向 DC 偏压时，电子从 n 区往本征区注入，空穴则从 p 区往本征区注入，从而增加了本征区的导电率。当 DC 电流在 0 到 10mA～20mA 之间变化时，PIN 二极管的微波阻抗的变化范围为大于 1 000Ω 或小于 5Ω。PIN 二极管价格便宜且具有优异的功率容量，但在应用时需要为其设置独立于 RF 信号的 DC 偏压。

开关也能采用硅 CMOS 工艺集成制作。图 4-67 给出了一个专门设计的 802.11a 收发开关的例子。当设备处于发射状态时，TX 端串联的晶体管(宽度为 250μm)导通，晶体管所在的那一面基片连接上一个并联 LC 滤波器，其谐振频率大约为 5.2GHz。回顾前文可知，这种滤波器在谐振时具有很大的输入阻抗，因此，连接在背面的 MOSFET 基本上与余下的(接地的)基片是隔离的，可以追随所加的 RF 电压。栅极偏置电阻具有类似作用，由于转换 FET 的开关状态只需要非常少的电荷，因此偏置电阻的值可以很大。最终结果是 FET 正、反栅极都不会追随瞬时 RF 电势，因此，在沟道与栅极之间没有 RF 电压，从而在一个 RF 周期内，沟道电导几乎不发生变化。如果不加栅极偏置电阻则栅极和/或基片电压就会固定不变，当 RF 电压较大时，将使沟道被部分夹断，从而导致阻抗与信号相关——也就是说，RF 信号出现失真。

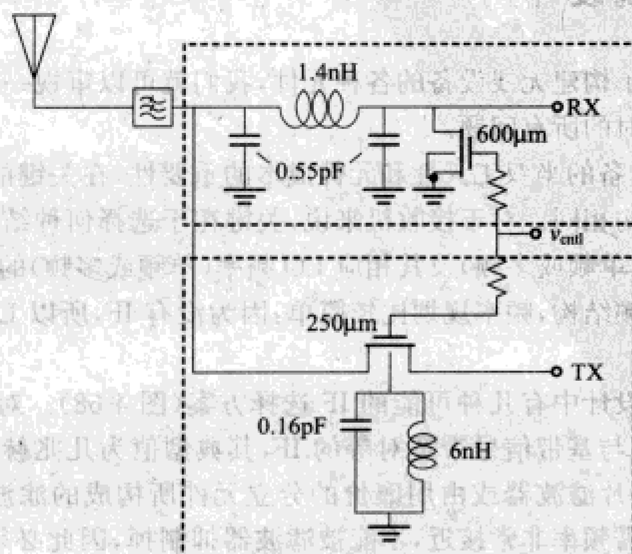



图 4-67 集成 CMOS 开关的简化原理图(经 Talwalker 等人的同意，ISSCC 2003)

接收机的隔离度最好还是通过导通较大的并联 MOSFET(宽度为 600μm)来实现。该晶体管通过第二个电容短路到地，第一个电容为 0.55pF，它与 1.4nH 的电感一起构成了 5GHz 的并联谐振器，同样具有一个很大的输入阻抗，可以阻止信号到达 FET。这种谐振滤波器的 Q 值大约为 13，具有大约 20dB 的隔离度。无论什么信号到达 FET 后就会通过 FET 自身很小的阻抗短路到地，从而又将隔离度增加了 10dB。

当设备处于接收状态时，两个 FET 都是关断的。C-L-C 结构为接收机和(阻抗假设为 50Ω)滤波器/天线提供阻抗匹配。关断 TX 端的 FET 可以提供约 20dB 的隔离度。表 4-8 给出了这种 CMOS 集成开关与典型的 GaAs MESFET 开关之间的性能比较。尽管 CMOS 开关的插入损耗要略差于复合半导体开关，但其可以达到同等的 TX 输出功率和隔离度。设计 CMOS 开关大约需要 $0.6mm^2$ 的硅面积，约占整个芯片面积的 10%；对芯片面积来说，此数据增大虽然不是灾难性的但也具有重大意义。

**表 4-8　典型的 MESFET 开关和 CMOS T/R 开关的性能比较**

| 参　数 | MESFET | CMOS TX | CMOS RX |
|---|---|---|---|
| 插入损耗(dB) | 1.2 | 1.5 | 1.4 |
| 隔离度(dB) | 26 | 30 | 15 |
| P1dB(dBm) | 31 | 28 | 11.5 |

如此一来就有可能在无线芯片上集成开关功能。开关设计是否沿着这个方向要取决于这样做的费效比，还取决于设计者是否更为看重以集成元件代替外围元件所造成的在设计灵活性上的损失。

## 4.3　无线系统设计

既然已经熟悉了构建无线设备的各种元件，我们就可以审视一下按指定要求进行无线设计时所要面对的所有问题。

由于 WLAN 设备的半双工天性和元件成本的重要性，在关键的结构选择上，通常都是使收发设备结构相同。对于接收机来说，关键在于选择何种结构来进行首次频率变换。对变换频率(单频或多频)及其相应 LO 频率(单频或多频)的选择通常称为频率规划。对于直接变频结构，频率规划比较简单：因为没有 IF，所以 LO 频率必须等于所需的 RF。

在超外差结构设计中有几种可能的 IF 选择方案(图 4-68)。对于 NZIF 结构的无线设备来说，要选用与基带信号带宽对等的 IF，其典型值为几兆赫。信道滤波工作在兆赫频率上，可由单片滤波器或由用廉价的分立元件所构成的滤波器来完成。不过，由于镜像频率与所需频率非常接近，不能被滤波器抑制掉，因此必须代之以 IRM 设计方案。

低 IF 设计代表着超外差结构设计的“经典”方法，这里所指的 IF 其典型值为几十

兆赫到 200MHz～300MHz。如果 IF 大于 80MHz，则波段滤波器就可有效滤除镜像频率(由图 4-64 可知，典型的 SAW 滤波器其 20dB 带宽约为 160MHz)。选择较高的 IF 比较容易滤除镜像频率，但需要用高性能的 SAW 滤波器或类似滤波器对 IF 滤波。在这种设计中，IF 对于收、发来说是通用的，因此，在收发两个方向上都可以使用相对昂贵的信道滤波器。

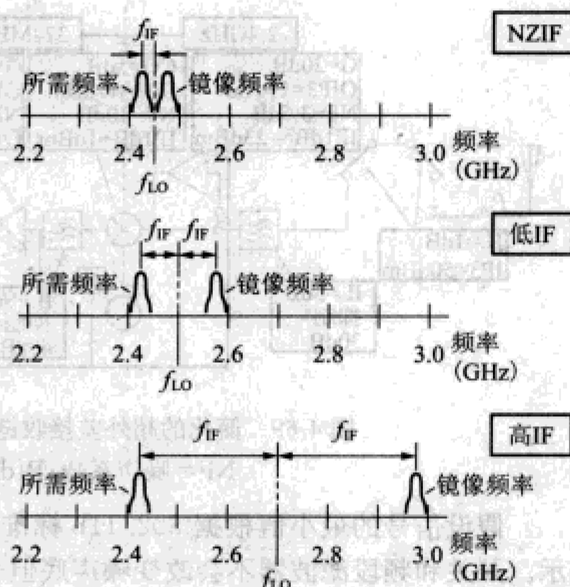



图 4-68　超外差设计中的 IF 选择

在高 IF 设计中，IF 为几百兆赫到一吉赫。对高 IF 设计来说，镜像滤波相对容易些，可以通过分立元件或集成芯片实现；不过，因为很难获得 IF 增益和实现信道滤波，超外差结构所具有的一些优点在这种设计中将受到损害。

设计师还需要选择 LO 频率是大于(**高端注入**)还是小于(**低端注入**)所需的 RF 频率。高端注入需要更高的绝对 LO 频率，但 LO 频率可调的百分比则较少；低端注入则非常难以滤除 LO 信号的寄生输出，因为其与 RF 非常接近。

一旦选定某种结构，在实际设计时要采用**链路分析法**追随信号在设备中的流程，在每阶段都要跟踪信号强度、噪声底、IM 失真和最大未削波功率。通过分析这些数据，设计师就可估算出接收机的灵敏度、所要求的增益控制以及干扰抑制度。对发射来说，因为不存在干扰，所以分析起来较为简单。

常见的超外差式无线链路如图 4-69 所示，由于这些芯片属于 Intersil/Virata Prism 2.5 芯片组——一种在 802.11b 芯片组之前非常流行的芯片组，因此它们的性能参数都非常宽松。图中显示了接收机是高增益(灵敏度最高)配置的。信号通过两个开关(分集天线选择开关和收发转换开关)，每一个开关都对信号有 1dB 的衰减。开关的 IP3 设为 50dBm，因此，它们对可能接收到的微小的 RF 信号几乎不会产生失真影响。波段选择(镜像抑制)滤波器被认为有 3dB 的附加损耗和 30dB 的镜像抑制。LNA 有 20dB 的增益，足以使其后面的各个环节对总的噪声系数不会产生很大的影响。LNA 的输出 IP3 为 11dBm，因此其输入 IP3 为(11－20)＝－9dBm。第一个混频器假定为具有一定变频增益的有源混频器。对干扰的抑制度主要是由这两个具有线性特征的环节来确定，这是因为混频后的信号必须通过信道滤波器，将大多数干扰抑制掉。信号经滤波后，在最后的 I/Q 解调、低通滤波和模数转换之前再设置一个可变增益的 IF 放大器对其进一步放大。

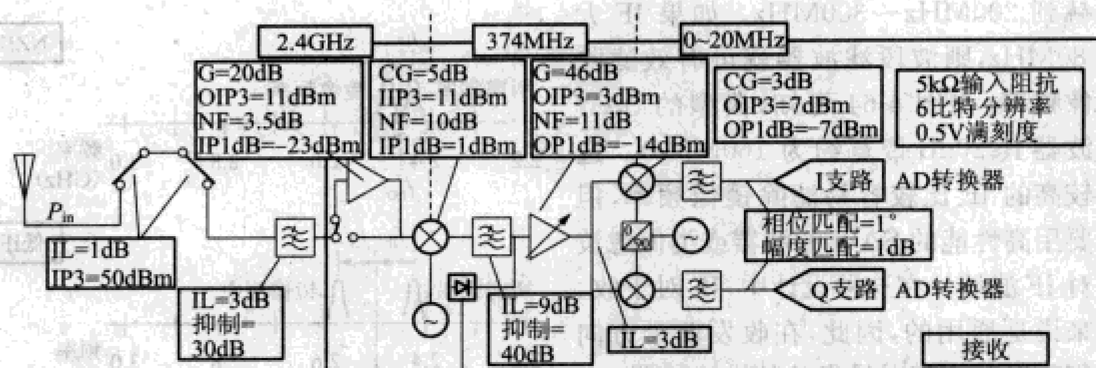



图 4-69　简化的超外差接收链路(IL＝插损;IP3＝三阶截点;NF＝噪声系数;P1dB＝1dB 功率压缩点)

假设信号的最小值根据 802.11b 标准设定,则对链路灵敏度的分析如图 4-70 所示。开关和频段滤波器不会改变噪声底但会减小信号,因此在初始几个环节内(*S*/*N*)会降低。

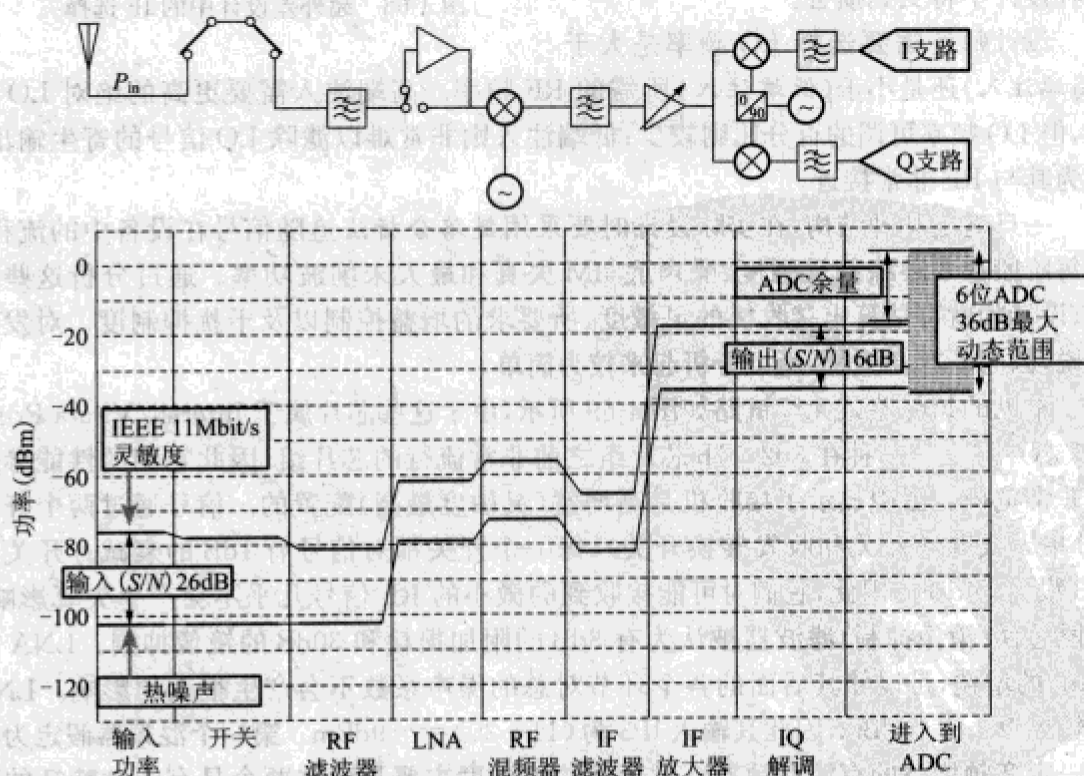



图 4-70　噪声的链路分析,参数来自图 4-69

经过 LNA 放大后,信号电平要远远超过热噪声电平:后面环节内的噪声对(*S*/*N*)的影响会比较小。在这种按最大增益配置的链路里,输入(*S*/*N*)为 26dB 时,输出(*S*/*N*)为 16dB,对应接收机的总噪声系数为 10dB,其中有 8.5dB 来自输入开关、滤波器和

LNA。最终的信号强度大致落在 ADC 动态范围的中间，这样既可以允许 S/N 有最低限度的下降——这种下降是由 ADC 的量化噪声所引起的，并且还能在 ADC 未饱和的情况下，为提高信号强度留有余地。考虑到补码键控还有 2dB 的增益，则最终 16dB 的 S/N 足以对 QPSK 信号实现低误差率的解调。

我们已经确定了无线系统设计必须要满足最小灵敏度要求，现在再来研究一下选择性。图 4-71 显示了当相邻信道出现干扰信号时会发生什么，图中阴影线描述了相关过程的 IP3；通过两次分离信号电平与截止点功率可以抑制 IM 失真(dBc)。经证明 RF 混频器的非线性是产生失真的主要原因。最终输出的 IM 失真(图中实线所示)仅比所需信号低几个分贝。信道滤波器的有限抑制性也会导致产生等量的干扰信号(虚线所示)。

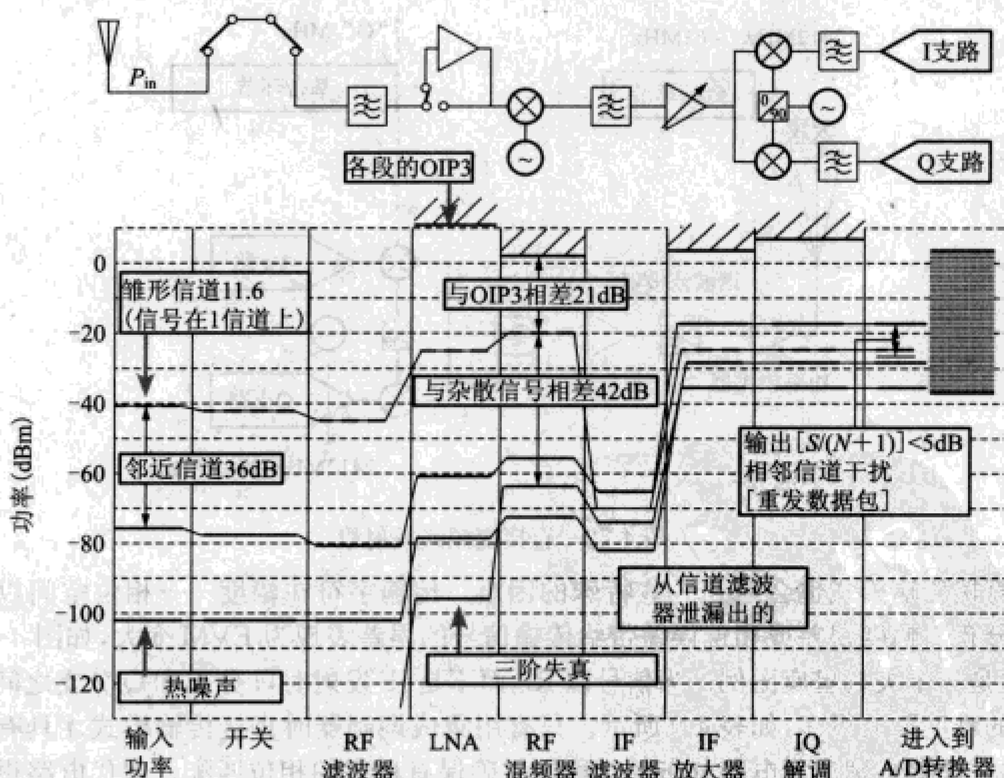



图 4-71 存在干扰时的链路分析

两种干扰信号合并后[S/(N+I)][即：信号/(噪声+干扰)]仅仅约为 5dB，这对于传输 802.11b 信号来说是不够的(但对于具有扩展增益的 1Mbit/s BPSK 信号来说则足够了)。这种条件下设备不能以 11Mbit/s 的速度通信，但当传输速率为 1Mbit/s 时则是可以的，因为不可能在当前传输时隙和下一个时隙中同时出现干扰，所以采用重发数据包的方法可能也可以解决这个问题。

这个简单的例子说明，一个好的设计必须要在设备的敏感度和线性度之间寻求平衡。假如我们给 LNA 另加一个 10dB 的增益，敏感度是提高了，但 RF 混频器里的干扰失真将导致选择性变差。假如所需信号远大于敏感度门限，则在模拟器件环节或 ADC 趋向饱和时，所需信号会发生严重失真，因此，当所需信号较大时需要降低总增益。通

常是在接收数据包之前就先调整好增益。提高线性度会带来更好的选择性，但要付出DC功耗增加和芯片面积加大的代价。幸运的是，在802.11环境下，干扰可以认为是因数据重发时性能下降而引起的。Hiper LAN和蓝牙是时分复用的，因此对干扰的容忍度略低。

我们以直接转换式结构来代替超外差结构作进一步说明。直接转换式无线设备所用的环节较少，因此比超外差结构所用的元件数也要少，如图4-72所示。由于不需要处理干扰信号，故不需要对IF滤波，所以直接传输模式总能引起人们特别的兴趣。由于没有镜像频率需要滤除，因此只需在消除谐波时关心传输滤波器的特性，而消除谐波通常要容易得多。

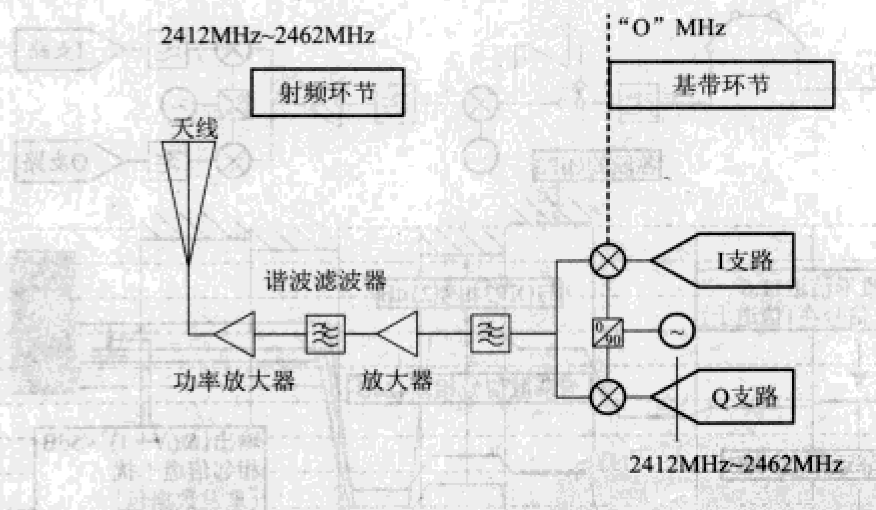



图4-72　直接变频式发射机

直接传输模式也会遇到一些特殊的困难。传输字符在幅度——相位空间以星座形式分布。幅度误差或相位误差带给传输信号的误差表现为EVM变大，如图4-73所示，这是一个失真星座图例。当信号以RF而不是IF发射时，I分支和Q分支之间相位匹配的难度要大得多，如表4-9所示。只有用集成调制器时直接传输模式才具有实用性，并且还要特别注意电路分布的对称性以确保有良好的相位匹配。现代电路设计中关于集成芯片内振幅和相位匹配标准的种类正在大量增加。

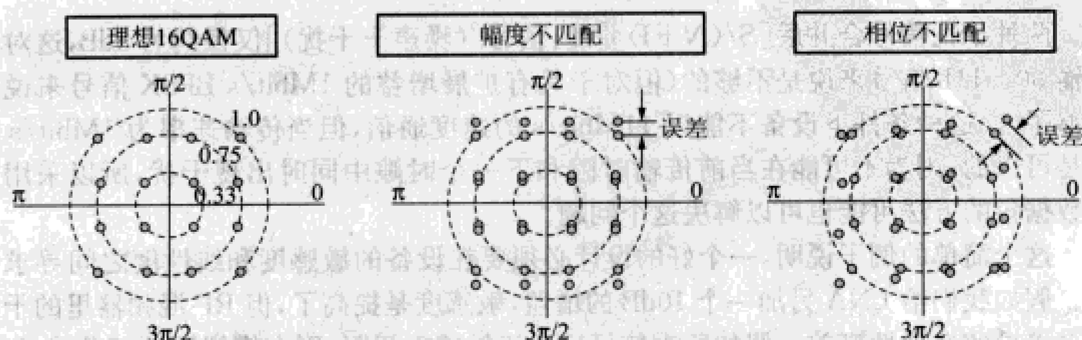



图4-73　I和Q支路之间的幅度、相位不平衡对发射信号所产生的影响

表 4-9 调制频率增大时对不平衡的补偿要求

| 频率(MHz) | 相位偏移(度) | 时间偏移(ps) | 线偏移(μm) | 电容偏移(pF) | 实现方法 |
|---|---|---|---|---|---|
| 90 | 1 | 30 | 4 500 | 0.15 | 混合方法 |
| 374 | 1 | 7.5 | 1 130 | 0.04 | 多片集成电路 |
| 2 440 | 1 | 1.1 | 165 | 0.005 | 单片集成电路 |

当输出功率较高时，直接传输模式还会遇到另外一些比较棘手的问题。由于不存在信道滤波器，调制器所产生的任何原始噪声都会在发射机里被转为宽带噪声。RF 波段滤波器比 IF 信道滤波器具有更为陡峭的频率截止特性。比如，由图 4-64 和图 4-65可见，IF 滤波器对带外 5MHz 带宽的信号的抑制度可达到 20dB，而对于同样的抑制度，RF 滤波器可抑制的带外宽度为 80MHz，因此，RF 滤波器不能有效滤除发射机产生的任何与波段接近的带外寄生频率。假如为了保证调制器具有良好的线性度而限制输入功率的话，则 RF 增益可以取很大，从而导致了名义上来自载波的 20MHz～30MHz 的宽带噪声超过了限定的带外辐射范围。对于输出功率比较高(在美国 ISM 波段为 1W)的接入点来说，来自 DAC 或混频器的宽带噪声是最主要的问题。(对于像蜂窝电话基站这类已注册的辐射源来说，宽带噪声也是最主要的一个问题，这是因为这类辐射源单个信道的功率可达到几十瓦甚至几百瓦，而为了减少器件成本，多信道信号往往又是在单个设备上同时发射的。)

对设计者来说，直接变频式接收机是唯一的挑战。因为没有 IF 增益，转换后的信号只有很小的一部分能进入到基带环节中：比如，进入到 200Ω 电阻上的功率为 −50dBm时，其上的电压为 1mV。如果设置了 DC 偏置电压的话，则信号经过进一步放大后可能会变得很大，足以使随后的放大器趋向饱和，从而将微小的所需信号淹没掉。回顾一下图 4-20，二阶失真放大器对 DC 信号会产生 IM 失真分量。因此，由幅度较大的 LO 信号所产生的二阶失真会给设备带来 DC 偏置电压。由于混频器内 LO 与 RF 之间的隔离度是有限的(如图 4-74 所示)，因此，LO 信号泄漏进接收链路后也会产生 DC 偏移量。LO 信号也可能从滤波器或天线反射回混频器，并在其中混频为 DC 信号。由于反射信号取决于天线的近场环境，因此这些反射信号与时间相关。

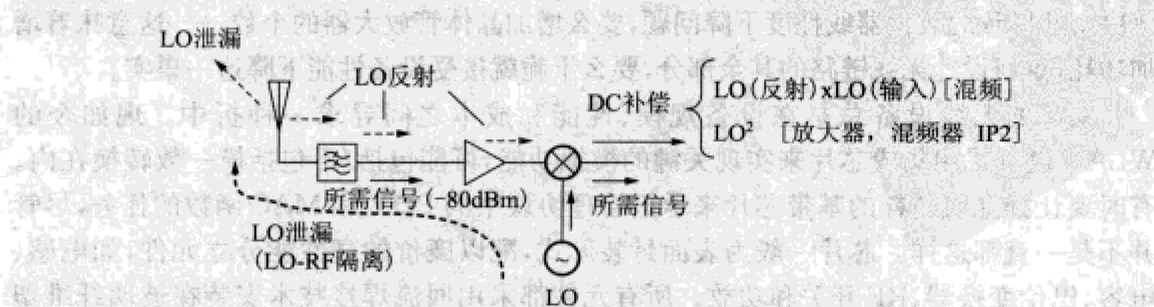



图 4-74 直接变频式接收机中由 DC 补偿所形成的电压源

假如信号的频谱大部分远离 DC,那么一个简单方法就是从信号中滤除 DC。例如,802.11a 和 802.11g 的 OFDM 信号不使用最里边的一对副载波。如果一个滤波器能去除 DC 信号但又可让第三副载波通过,那么它就能完全滤除 DC 补偿电压而不会对信号造成影响。不过,这种方法不能用于类似蓝牙这样的协议中,因为这时功率最大的信号为 DC 信号和低频信号。第二种解决 DC 补偿问题的方法就是将无线设备设计得使其产生的偏移量最小。混频器必须要设计为隔离度很高,放大器和混频器要仔细匹配好,所有器件必须要有很高的二阶失真截止点功率。这种方法非常有效,但元件成本和功耗都很高。最后,可以通过有意给 DAC 设置一个偏移量来实现对偏移量的测量(比如在数据被打包之前测量)和修正。随着低成本无线设备和基带芯片的数字化水平不断提高,有效标准和修正会越来越普遍。

最后让我们对以上内容作一个简单的小结。在决定如何设计一个无线设备时,记住这一点很重要,即*模拟信号没有标度*:不管晶体管用多么小的门信号宽度来放大它,1W 就是 1W。这一点与数字电路形成鲜明的对比。在数字电路中,减小印制电路板尺寸的同时会加大数据传输的速度和密度,且功耗也降低。因此,与数字系统相比,在模拟系统中将很多功能集成到一块芯片后所带来的好处就大为减少了。另一方面,假如用分立元件构建无线设备,我们就可以为每一种不同的应用自由选择最好的器件:LNA 可选用 GaAs pHEMT 器件,在要求增益高、线性度好的场合中可采用 SiGe 或 InGaP 双极晶体,开关和功放则可采用 GaAs 器件。无源分立元件也有很多优点:线绕电感在 2GHz 频率时 $Q$ 值可达到 30 且不需耗费宝贵的半导体区域。带宽很宽的巴伦就可以用此电感构建。在一些功能复杂的电路中,分支匹配非常重要,因此采用集成化设计是一种理想的选择。比如 IRM 电路、直接调制器和 IP2 很高的差分放大器。

集成无线芯片设计涉及很多关于芯片选择以及芯片外围元件的配置等问题。例如,在晶体管的电源和地线之间放置一个电感就可以提高放大器的线性度,因为电感不需要耗费 DC 电压就能提供正反馈(对芯片来说关键的一点是需要 3.3V 或更低的电压才能工作)。集成电感占用的空间较大(参看本章后面的图 4-84 和图 4-85)且是有损耗的元件。压焊引线可以作为一个性能良好的电感且不占芯片面积,但这种电感需要设置焊盘,考虑到芯片上进出信号很多,因此焊盘还不能太多。电感也可以省略不要,但必须要解决由此导致的放大器线性度下降问题,要么增加晶体管放大器的个数——这意味着增加功耗,重新设计无线链路的其余部分,要么干脆就接受设备性能下降这一事实。

实际的无线设备总是在设备规模、性能和成本之间寻求一种折中。现如今的 WLAN 设备采用集成芯片来实现关键的模拟功能,可能包括/不包括模—数转换在内。有时要让独立或纯粹的基带芯片来承担管理协议中的 PHY 和 MAC 函数的任务,尽管并不是一直都这样。芯片一般为表面封装形式,配以廉价的高性能分立元件,如电感、电容、巴伦变换器、RF 开关和功放。所有元件都采用回流焊接技术安装在玻璃纤维塑料电路板上,电路板上可能还包含有天线或为 RF 接口设置的天线接头以及与主系统通信的总线或以太网有线协议。

## 4.4 无线芯片和芯片组示例

在过去的几年中，WLAN 设备已经飞速向前发展。Harris/Intersil Prism 产品系列（现在属 Globespan/Virata）就是一个使用非常广泛的 802.11b 系列芯片组，经常出现在 D-Link 和 Linksys 这类公司的产品中。Prism 2 系列的特点是将 RF 转换器、IF 转换器、包括 ADC/DAC 和 MAC 在内的基带芯片、VCO 以及功放都设计为单独的芯片（如图 4-75 所示）。RF 转换器和 IF 转换器用于锁相环内以控制 VCO 的频率。开关也在芯片组之外。因此总共有多达八个的模拟有源器件（不包括参考源振荡器）和三个 SAW 滤波器。

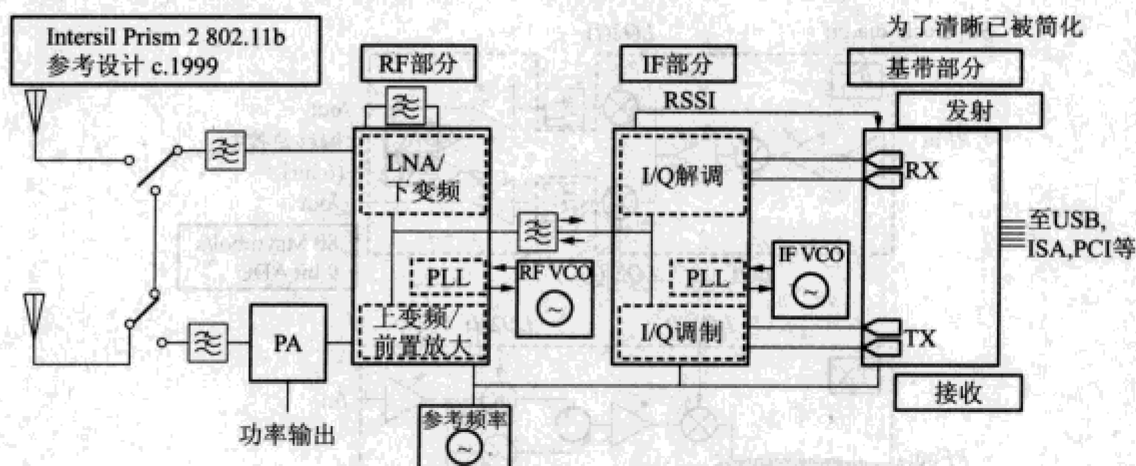



图 4-75 根据公开数据和参考设计的 Prism 2 简化框图

另一种类似的简单示意图如图 4-76 所示，这是基于更为新近的 Broadcom 802.11g 芯片组的示意框图。如果使用一个辅助芯片，这个芯片组还能在双波段上工作。为了能更清楚地说明，图 4-76 只描绘了其在 ISM 波段的工作情况。这种设计只用一个芯片就可实现完整的频率合成器功能，还可以实现下变频/解调和直接调制，而且只需四个有源模拟元件和一个滤波器。

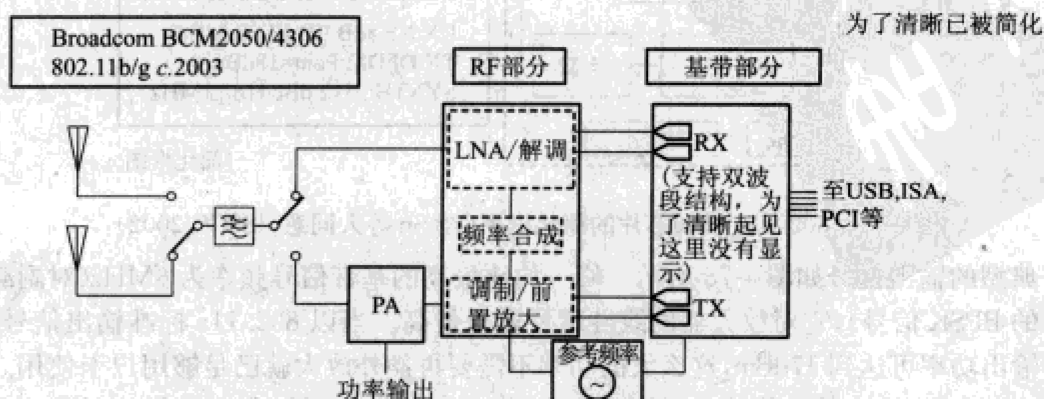



图 4-76 使用直接转换类芯片组的 802.11b/g 简化射频框图

我们再进一步考察一对具有代表性的 WLAN 芯片组。第一个芯片组由 Atheros 设计，相对 802.11a 要稍早一些，它发表在 2002 年国际固态电路会议(ISSCA)上。其功能的简单示意图如图 4-77 所示。这是一种采用 1GHz IF 的高 IF 超外差设计，其镜像滤波非常容易：用很简单的分立滤波器就能从 3.2GHz 的镜像信号中抽取出所需的 5.2GHz 频率。在 RF、IF 和基带环节都可以调节增益，并能够对 DC 偏移和支路失配提供有源补偿。在传输信号时，其采用一种独特的多层镜像抑制上变频混频器，使链路对滤波的要求降到最小。用一个非集成芯片的巴伦来实现将电路板上的差分信号转换为单端信号输出。集成整数-N 型合成器为 RF 信号的转换提供 LO 信号。数一模转换则采用 9bit 分辨率的 ADC 和 DAC，并且以过采样方式工作。

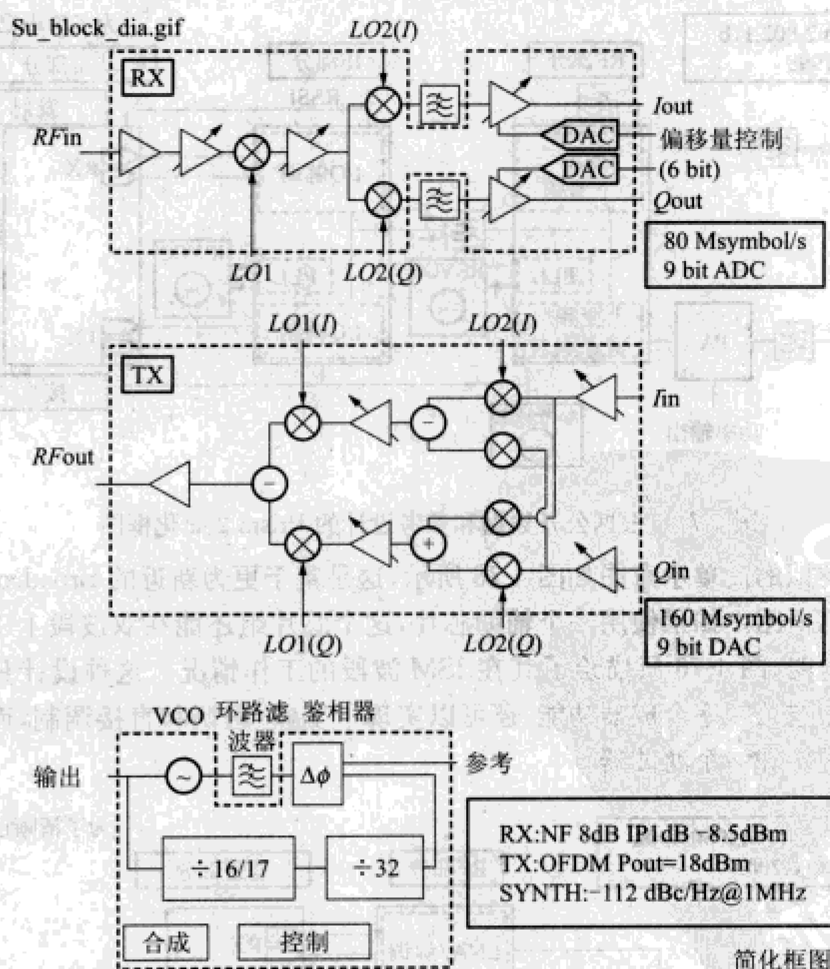



图 4-77　802.11a 射频芯片的简化框图(经 Su 等人同意，ISSCC 2002)

典型的输出信号如图 4-78 所示。峰一均比最高的基带信号频率为 6MHz(对副载波调制的 BPSK 信号)，它对放大器的线性度要求也最高。当以 802.11a 标准输出信号时，芯片输出功率可达到 17dBm，这么大的功率不需要再额外放大就已足够用户卡使用。不过，这种高功率输出的代价就是功耗非常大：芯片处在发射模式时，其功耗达到了 0.8W。

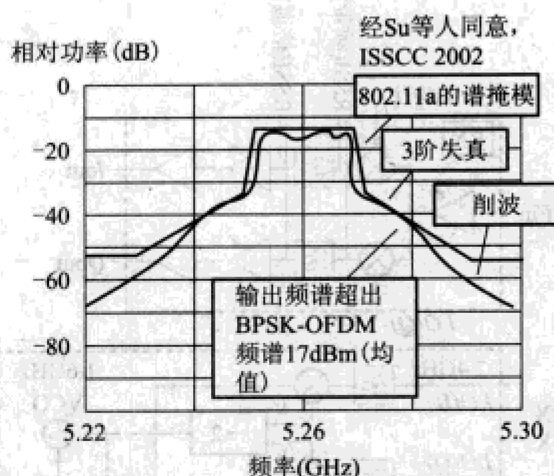



图 4-78 802.11a OFDM 输出频谱示例(经 Su 等人同意)

更为新近的射频芯片是由 Broadcom 公司的 Trachewsky 等人于 2003 年在 IEEE 热门芯片会议( Hot Chip Conference)上所介绍的一种芯片，它支持 802.11b 和 g 两种标准。这种芯片的简单框图如图 4-79 所示。对于发射和接收，它都采用了直接转换模式。信道滤波就是一种简单的低通滤波过程，所有的信道滤波器都是有源滤波器，其截止频率可以调节以使信号能达到最优的保真度。在信道滤波的前后设置有两个接收信号强度指示器，以帮助探测干扰信号。该芯片还能在 RF 和基带频段内实现增益调节，在空闲期间，可采取有效补偿和校准的方法来去除偏移量，确保 I/Q 支路间有很好的匹配。在最终频率的 2/3 处，集成频率合成器使用 VCO；VCO 的输出由分频器一分为二，这两个互补的输出信号与 VCO 的原始信号混频后产生合成输出的 I 和 Q 信号。用我们想要的 RF 频率取代 VCO 频率是一种常见的技术，这样可以保证 VCO 的频率不会转移或因受到泄漏出的大幅度 RF 信号的影响而离开其本身的预期值，泄漏出的这小部分发射信号可能会通过基片传导出去。该芯片的接收噪声系数非常好，IP3 的大小也足够满足典型的 WLAN 应用。由于本身发射功率略显不足，该芯片在应用时，绝大多数情况下都需添加一个外部功率放大器；相应地，该芯片的 DC 功耗也就比较小。

表 4-10 总结了这些芯片和其他一些已报道过的 802.11 芯片组的性能参数，从中可以看出发展趋势很明显：单片机是主流芯片，直接转换式芯片也越来越普遍，在处理复杂信号时一般都使用分辨率和采样率更高的 ADC。另一方面，这些芯片在 RF 性能方面的不一致性也表现得非常明显：接收噪声系数的相差范围在 4～8dB 以内，输入截止点的功率范围约为－10dBm～－20dBm，这对于 WLAN 应用来说是非常合适的，发射功率上的巨大差异取决于它们是否将外部功放视作芯片组的一部分或是否存在任何影响性能尺度的较强反射。对频率合成器来说同样如此，要保留频率合成器的全部功能就是将其集成到现代无线芯片中，而不是像过去那样用 VCO 实现频率合成。

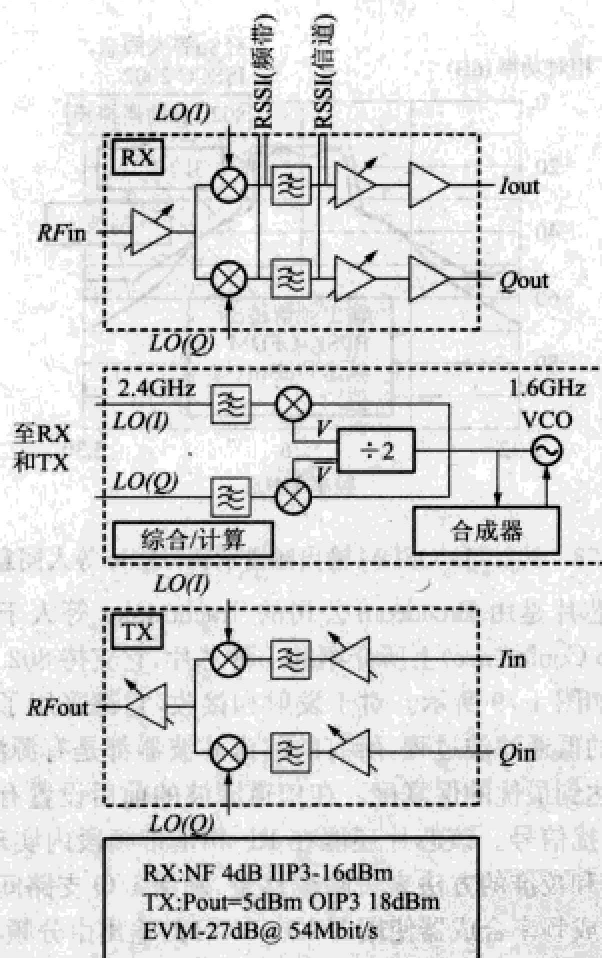



图4-79 802.11b/g射频芯片的简化框图(经Trachewsky等人同意,Hot Chips 2003)

最近报道的一些研究成果指出了未来芯片组的发展方向。在2004 ISSCC上,Ahola及其合作者们阐述了一种可同时工作于2.4GHz和5GHz波段的单片无线设备。他们采用高IF的双变频结构,其中,第一个固定的LO1频率选择为大致位于ISM和UNII波段之间(3 840MHz),因此,用同一个输入滤波器就可以让这两个波段都能使用相同的IF(1 310MHz~1 510MHz),这样就节省一个电感分支(由图4-84可见,电感在集成电路里占据了多大的空间!)。第二个依旧固定的LO1频率为4 320MHz,用于变换5GHz的上边带信号。可变的LO2用于将IF信号直接下变频为基带信号。采用相同的方法发射信号,尽管在输出时这两个波段各自需要独立的混频器。当相位噪声比较低时,固定的LO频率相对比较容易获得,可变的LO频率要小于固定的LO频率,这样可以提高性能。因为输入频率之间有两倍的间隔,因此并不需要进行镜像抑制。该芯片的噪声系数约为5.3dB,尽管在最大增益时其IIP3的值比较小,约为−23dBm~−26dBm,其原因显然是为了能使其工作在多波段而去掉了其输入混频器中电感的缘故。发射输出很容易就能满足EVM和0~−3dBm谱掩模的要求。Zargari等人则阐述了两个独立频率合成器用类似方法实现了将ISM和UNII波段转变为1.8GHz IF的过程。

**表 4-10 已报道过的 WLAN 芯片组性能总结**

| 厂 商 | Intersil－Virata | Atheros | Broadcom | Broadcom | Resonext | Marvell | Athena | AMD | Thomson |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 元件 | Prism2 | ? 2002 | BCM2050，4306 | BCM2060，4306 | 未知 | 未知 | 未知 | 未知 | 未知 |
| 所支持的协议 | 802.11 classic b | 802.11a | 802.11b,g | 802.11a | 802.11a | 802.11b | 802.11a | 802.11b | 802.11a |
| 射频芯片数 | 5? | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| MAC/基带芯片数 | 2? | 1 | 1 | 1 | | 1 | 1 | 1 | |
| 射频芯片面积 | ? | $22mm^2$ | | $11.7mm^2$ | $13mm^2$ | $16mm^2$ | $18.5mm^2$ | $10mm^2$ | $17mm^2$ |
| 架构 | 超外差 | 超外差 | 直变式 | 直变式 | 直变式 | 超外差 | 直变式 | 直变式 | 超外差式双变频 |
| 工艺 | 0.35μm SiGe BiCMOS | 0.25μm CMOS | | 0.18μm CMOS | 0.18μm CMOS | 0.25μm CMOS | 0.18μm CMOS | 0.25μm CMOS | 0.5μm SiGe BiC-MOS |
| IF(MHz) | | 1000 | | | | | | | 1225,60 |
| 发射 P1dB | | 22dBm | | 19dBm | | | 0dBm | | 15dBm |
| 发射 OIP3 | | | 18dBm | | 15dBm | | | 0dBm | |
| 发射功率(CCK) | | | 5dBm | | | 20dBm | | 0dBm | |
| 发射功率(OFDM) | | 18dBm | 5dBm | 15dBm | 5dBm | | | | |
| 发射 EVM | | | －27dB@54Mbit/s | | －28dB@54Mbit/s | | | | |
| 接收 NF | | 8dB | 4dB | 4dB | 7dB | | 5.5dB | 5dB | 5dB |
| 接收 IP1dB(最大增益) | | －8.5dBm | | | | | －20dBm | | |

（续）

| 厂 商 | Intersil—Virata | Atheros | Broadcom | Broadcom | Resonext | Marvell | Athena | AMD | Thomson |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 接收 IIP3（最大增益） | | | −16dBm | | −18dBm | −10dBm | −17dBm | −8.5dBm | |
| 接收灵敏度，最低速率 | | | −97dBm@1Mbit/s | −94dBm@6Mbit/s | | −95dBm@1Mbit/s | | −96dBm@1Mbit/s | |
| 相位噪声 | | −112dBc/Hz@1MHz | | −100dBc/Hz@30kHz | −110dBc/Hz@1MHz | −110dBc/Hz@1MHz | −115dBc/Hz@1MHz | −111dBc/Hz@1MHz | −88dBc/Hz@10kHz |
| 综合相位噪声 | | | | | 1.5° 10kHz ~10MHz | | −37dBc 1kHz ~10MHz (1.6°?) | 1b | |
| DAC 分辨率 | | | 8b | 8b | | 9b 88 Msymbol/s | | | 8b 160 Msymbol/s |
| ADC 分辨率 | | | 8b | 8b | | 6b 44 Msymbol/s | | | 8b 80 Msymbol/s |
| 发射 DC 功率 | | 0.8W | 144mW | 380mW | 138mW | 1 250mW | 302mW | 290mW | 920mW |
| 接收 DC 功率 | | 0.4W | 200mW | 150mW | 171mW | 350mW | 248mW | 322mW | 200mW |
| 来源 | 发表的数据手册 | Su 等 ISSCC 2002 5.4 | Trachewsky 等 HotChip 2003 | Trachewsky 等 HotChip 2003 | Zhang 等 ISSCC 2003 20.3 | Chien 等 ISSCC 2003 20.5 | Bouras 等 ISSCC 2003 20.2 | Kluge 等 ISSCC 2003 20.6 | Schwanenberger ISSCC 2003 20.1 |

在这次会议上,Perraud 及其同事们报告了另一种不同工作方法的双波段芯片。他们用一个在 9.6GHz~11.8GHz 范围内频率可调的 LO 信号,通过将其 2 分频或 4 分频以产生可直接变换到 5GHz 或 2.4GHz 的 I 和 Q 信号。该芯片采用一个分布式有源变压输出放大器(见第六节),在供电电源为 1.8V 时,输出可高达 12dBm。用一个笛卡儿反馈环——一种迄今为止通常只在蜂窝电话基站的高功率放大器里才使用的线性技术——来有效修正发射功率放大链路里的失真,从而将有效三阶截止点提高了约 6dB。该芯片的噪声系数不超过 5dB 并且具有良好的 EVM 和谱掩模性能。

这些报告暗示了制作单片双波段器件是切实可行的。因此,看来在一两年内使用双波段三种模式(802.11a/b/g)的用户将会非常普遍,因为和目前使用单波段设备相比,二者的花费差不多。对使用这种双波段系统的用户来说,波段和协议的选择将具有更大的透明度。

IEEE 802.11 系列芯片是目前市面上最常见的 WLAN 器件,但并不意味着仅此一家。将具有代表意义的蓝牙设计和我们已经研究过 802.11 芯片做个比较会很有意义。在前文中我们已经提到过,蓝牙就是一种采用高斯最小移位键控调制方法的低功率、低速率协议。Chang 等人在 ISSCC 2002 上提出了一种蓝牙芯片的简单框图,如图 4-80 所示。这是一种用集成频率合成器实现直接变频的结构,采用将硅放置在绝缘体上的工艺。这使得芯片中各功能单元之间具有很高的隔离度,简化了集成制作频率合成器时的工作。这种设计假定芯片的差分接口和单端天线间是采用一个外部匹配电路和巴伦来连接的。

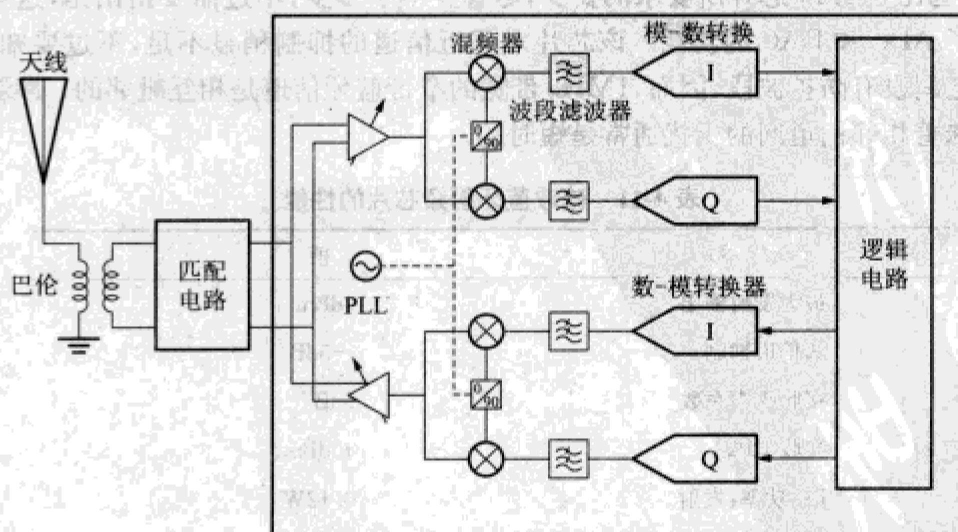



图 4-80 直接变频式蓝牙射频芯片的简化框图(经 Chang 等人同意,ISSCC 2002)

我们回顾一下零频率时蓝牙功率谱的峰值,在蓝牙协议中,滤波是无法解决 DC 补偿问题的。因此,作为一种替代,在蓝牙中是用一个动态范围很宽的 ADC 来对 DC 补偿进行某种数字化修正的。因为巴伦是外接的,因此可以设计出具有优异二阶失真特

性的完全差分芯片,其输入二阶截点为 IIP2=40dBm。绝缘基片所提供的隔离度可以尽可能地减小 LO 的泄漏,从而减少了所产生的 DC 补偿量(如图 4-74 所示)。

该芯片上的混频器和很多其他 WLAN 混频器一样,具有类似 Gilbert 混频单元的功能,其简单示意图如图 4-81 所示。接收端的混频器用电感代替电阻以尽可能减小噪声。由于直接变频式结构不存在镜像频率,因此也就不需要镜像抑制拓扑了。

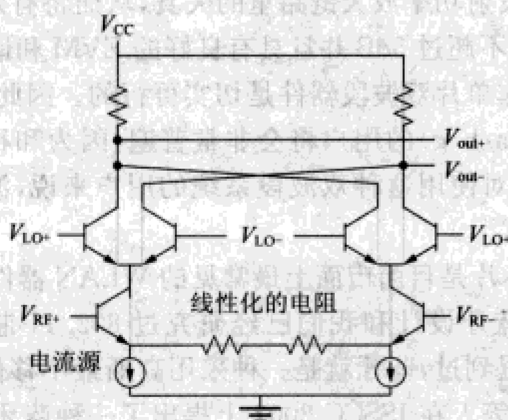



图 4-81　Gilbert 单元混频器的拓扑图(经 Chang 等人同意)

信道滤波器是数字化的。在数据率为 32Msymbol/s 的情况下通常使用动态范围为 80dB 的 Σ-Δ 转换器。表 4-11 总结了该芯片的性能。其噪声系数比标准要求要好得多,功耗也比 802.11 芯片所要求的要少,尽管少不了多少,不过需要指出是,这里的功耗包含了 ADC 和 DAC 的功耗。该芯片对邻近信道的抑制稍显不足,不过要知道,因为信道之间没有防护波段,因而,1MHz 带宽的窄带蓝牙信道是相互毗邻的。跳频蓝牙结构意味着相邻信道间的干扰通常是短时的。

**表 4-11　硅波蓝牙射频芯片的性能**

| 参　数 | 值 |
|---|---|
| 最大发射输出 | 3dBm |
| 邻信道抑制 | −5dB |
| 接收噪声系数 | 5dB |
| 接收 IIP2 | 40dBm |
| DC 功率:发射 | 0.12W |
| DC 功率:接收 | 0.12W |

一台完整的无线设备不仅仅只有一些硅集成芯片。这类设备比较便宜,通常由多个常见的玻璃纤维/塑料——比如 FR4 电路板组成。大多数电路板包含四层金属层:RF 接地层、RE 信号层、DC 电源层和数字数据层。连同主要的射频芯片一起,电路板上共有上百个表面封装的分立元件。表面封装的电阻、电感和电容的价格一般为每个

\$0.01～\$0.10。SAW 滤波器则大致为每个\$0.50～\$5，功放和开关的价格也就为每个\$1～\$2。用户电路板（网络接口卡）通常包括一到两个装配在电路板上的天线，接入点处设置一到两个装有弹簧的接头就可以用电缆和远程天线连接。一些便携式计算机也内置有可以与远程射频卡连接的天线，还提供了到主机或网络的接口。像PC 卡总线或通用串行总线(USB)这样的主机接口通常做到 MAC/基带芯片内，而以太网接口则使用独立的芯片。

射频电路板上通常用几微米厚、几十微米宽的敷铜线作为连线。要严格控制连线的损耗以确保无线设备的整体性能：天线和 LNA 之间的损耗是直接加到接收噪声系数上的，而天线和功放之间的损耗则要直接从发射功率中减去。在电路板制作中，FR4 是最常用的基片，但在 5GHz 时则对信号损耗非常大。在 FR4 上，典型的 50Ω 的传输线在频率为 5GHz 时其损耗大约为 0.2dB/cm，因此，连线尽可能保持短些对减小损耗会有所帮助。不过在电路板上，天线与板上其他电路之间要保持合理的隔离度才能避免天线与电路之间出现强烈的耦合，在这种情况下，需要对连线长度设置一个最低限度，另外还必须将不希望的辐射降到最低：携有高功率 LO 信号的连线可能会与其他连线耦合或辐射功率，在出现这种情况的地方，VCO 必须要与射频芯片隔离开。

近期一些射频电路板的例子如图 4-82 和图 4-83 所示。（它们以各自厂家的商标命名。）图 4-82 为一块在苹果计算机用户卡内使用的机场 X 射线卡，购于 2003 年第四季度。该卡使用了 Broadcom 公司生产的 802.11b/g 系列芯片。高频组件放置在由金属片做成的盒子内（为了能看到里面的元件，金属盒的顶部已被去掉），以保证接收机对外界干扰具有良好的屏蔽作用。功放要放在一个独立的金属盒内以尽量减少耦合回芯片的高电平信号。用于产生参考频率的晶体振荡器也放置在主金属屏蔽盒内。该设备内大约有 100 个无源器件用于保证有源无线电的正常工作，使用电路板外置天线和屏蔽盒可以使得电路板与天线的连线比较短。

图 4-83 描绘了一个 D-Link G120 802.11b/g 的 USB 设备。同样地，在射频芯片周围设有金属屏蔽盒，前端电路包含有功率放大器。该设备使用 Prism 系列芯片（起源于 Harris 半导体公司，以后发展为 Intersil 公司，再经历过变为 Globespan/Virata 公司阶段后，至本书写作时已成为 Conexant 公司的一部分）。设备采用超外差结构，采用独立芯片实现 IF/RF 和 IF/基带的频率变换。为了使整体结构变小，该设备采用双面板结构，背面（未显示）包含调制器和基带/MAC 功能模块。背面板的射频芯片和前端电路也被放置在屏蔽盒内，参考频率振荡器放在屏蔽盒外，并且该电路板还提供了一个外部天线接头，因此，连接天线的传输线比较短。

这两个电路板代表了尽可能减小电路板尺寸和成本的两种不同方法。苹果电路板只用了少量的直接变频元件，而 D-Link 电路板则采用了著名的超外差结构，其所需的元件要多一些，但在放置元件时采用了结构紧凑的双面封装法。这两种方法有异曲同工之妙。

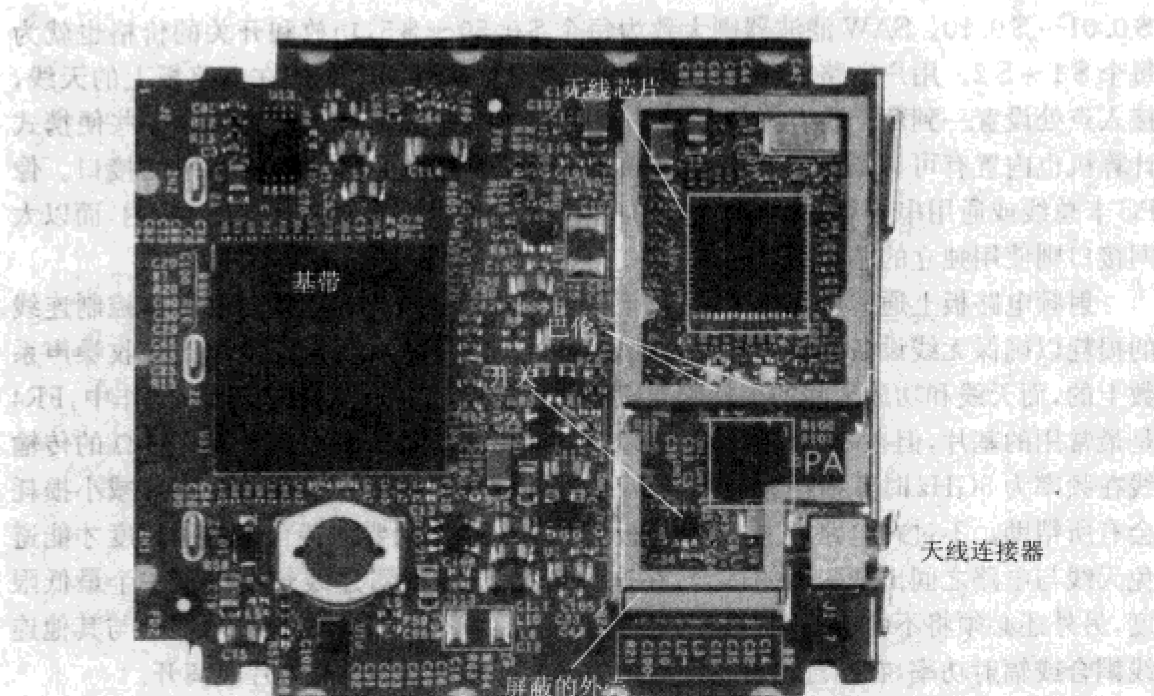



图 4-82　苹果机场 X 射线 802.11b/g 射频卡，已去掉塑料封盖和金属屏蔽盒的盖子（摄于 12/03，照片由 Chuck Koehler 提供）

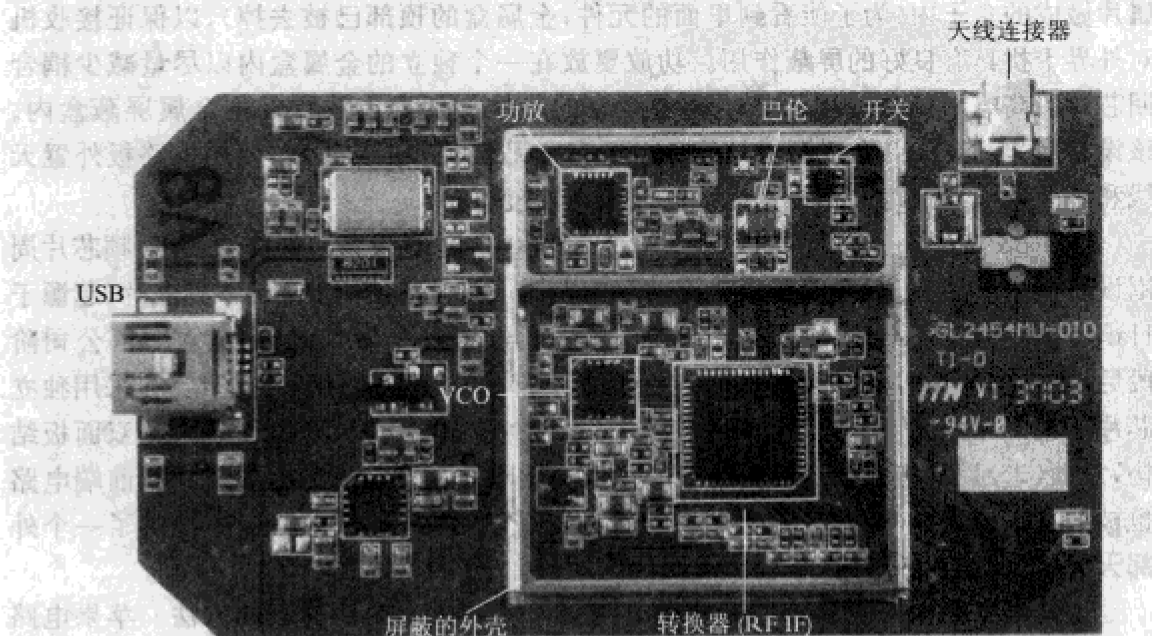



图 4-83　D-Link DWLG120 802.11b/g 无线卡，去掉了塑封和屏蔽盒，背面没有显示（摄于 12/03，照片由 Chuck Koehler 提供）

图 4-84 中，我们显示了来自机场 X 射线卡的、拆去了塑封后的射频芯片(BCM2050，也可参看图 4-79)。这是一个直接变频结构，因此，所有的射频功能都包含在该芯片上。从图中可以明显看出整个芯片的大部分区域都被电感占据，尽管它是一块模拟芯片，但由于存在大范围的逻辑区，它实际上是一种混合信号设计。

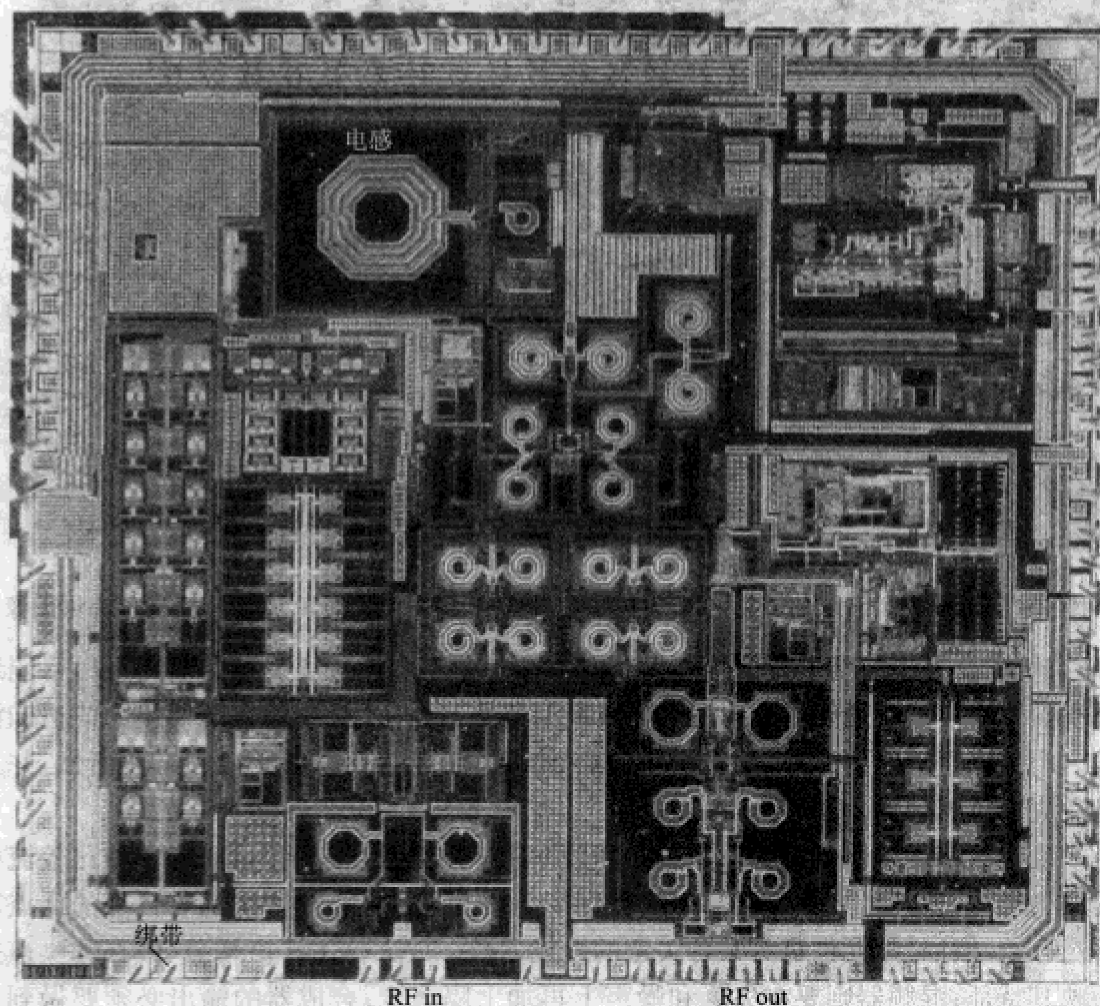



图 4-84 苹果机场 X 射线卡上的 Broadcom BCM2050 射频卡，去掉了塑封，经四象限照片剪辑(承蒙 WJ 通信提供图像)

图 4-85 显示了图 4-83 中 D-Link 芯片上变频器去掉封装以后的情况。尽管图中大片逻辑区域清楚地显示出现代 WLAN 射频芯片对混合信号的需求，但电感依然占据了很大的空间。

## 4.5 小结

无线电设备必须能从干扰中侦测出幅度剧烈变化的信号。当容许大信号输入时

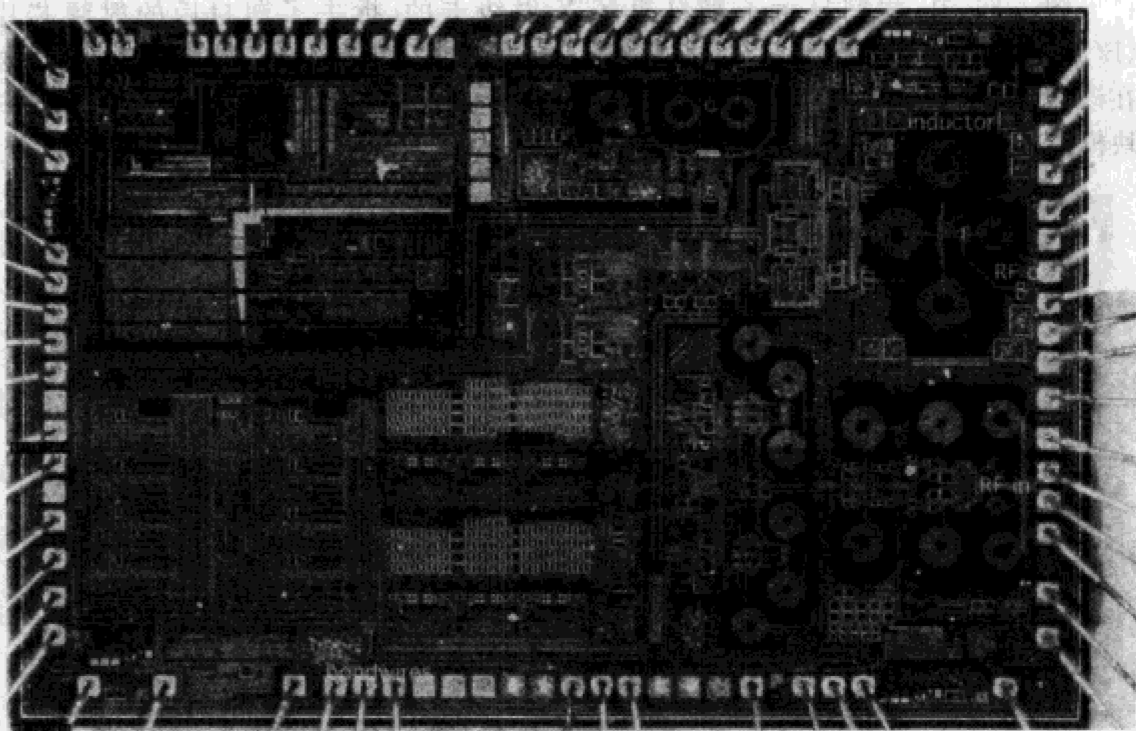



图 4-85 D-Link USB 卡的 ISL3689，去掉了塑封，经四象限照片剪辑（承蒙 WJ 通信提供图像）

（既有所需信号也包括干扰信号），无线设备必须在不产生过度失真的前提下尽可能地减小额外噪声。必须要将发射时的失真减到最小，这样才能避免在所期望的信道和波段内产生寄生辐射。另外，无线设备还必须具有很好的频率选择性和可调谐性，并且能适应大范围的输入功率。

现代数字无线设备将模—数转换和频率变换结合到了一起，目前有三种比较流行的结构形式：超外差方式、NZIF 方式和直接变频方式。每一种方式都有自身的优点和不足。每一种模拟元件都有某种关键的性能参数。放大器主要由增益、失真和噪声来反映其特征；混频器则要在失真和噪声上再加上隔离度；合成器的输出必须要做到相位噪声低、频率稳定度高；滤波器则要求带宽窄、插入损耗低和对不需要信号有良好的抑制度；开关则需要插入损耗低、作用速度快且具有足够的隔离度。射频电路板就是这些分立元件和模拟集成元件及数字集成元件的混合体。最终的射频链路要在增益、噪声、失真、DC 功耗和器件成本及设备加工这些因素中间寻找折中。

## 4.6 补充读物

RFIC 设计

**The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits**, Thomas Lee, Cambridge, 1998；一本介绍无线电元件设计的百科书，书中强调的远远不只是纯 CMOS 实现（书名中加入 CMOS 可

能是为了增加销量)。具体内容包括综合器、振荡器的相位噪声和反馈设计。

模-数转换

"Delta-Sigma Data Conversion in Wireless Transceivers," Ian Galton, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, #1, p. 302 (2002)

"Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis," R. Walden, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, #4, p. 539 (1999)

放大器

**RF Power Amplifiers for Wireless Communications**, Steve C. Cripps, Artech House, 1999: Cripps 聪明武断,在该书中带来了关于放大器设计的深入实践经验。

**Design of Amplifiers and Oscillators by the S-Parameter Method**, George Vendelin, Wiley Interscience, 1982:一本纯面向微波、早期的现代 CMOS 和 SiGe 器件的书,是匹配技术、低噪声和宽带设计方面很好的介绍和参考。

"A Fully Integrated Integrated 1.9-GHz CMOS Low-Noise Amplifier," C. Kim et al., IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 8, #8, p. 293 (1998)

"On the Use of Multitone Techniques for Assessing RF Component's Intermodulation Distortion," J. Pedro and N. de Carvalho, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol . 47, p. 2393 (1999)

"Impact of Front-End Non-Idealities on Bit Error Rate Performance of WLAN-OFDM Transceivers," B. Côme et al., RAWCON 2000, p. 91

"Weigh Amplifier Dynamic-Range Requirements," D. Dobkin (that's me!), Walter Strifler, and Gleb Klimovitch, Microwaves and RF, December 2001, p. 59

混频器

在过去的 15 年期间,Watkins-Johnson 公司发表了大量介绍混频器材料的技术报告。为避免逐渐被人忘却,这些资料已经被重新整理出来(其中包含本书作者的部分工作),读者可以从 WJ 通信公司网站上获得——www. wj. com。这些资料集中阐述了二极管混频器,但是很多观点对所有的混频器设计都是通用的,以下是一些特别引人入胜的资料:

"Mixers, Part 1: Characteristics and Performance," Bert Henderson, volume 8

"Mixers, Part 2: Theory and Technology," Bert Henderson, volume 8

"Predicting Intermodulation Suppression in Double-Balanced Mixers," Bert Henderson, volume 10

"Image-Reject and Single-Sideband Mixers," Bert Henderson and James Cook, volume 12

"Mixers in Microwave Systems, Part 1," Bert Henderson, volume 17

开关

"An Integrated 5.2 GHz CMOS T/R Switch with LC-Tuned Substrate Bias," N. Talwalker, C. Yue, and S. Wong, International Solid-State Circuits Conference 2003, paper 20.7, p. 362

芯片组

"An Integrated 802.11a Baseband and MAC Processor," J. Thomson et al., International Solid-State Circuits Conference 2002, paper 7.2

"A 5 GHz CMOS Transceiver for IEEE 802.11a Wireless LAN," D. Su et al., "An Integrated 802.11a Baseband and MAC Processor," J. Thomson et al. International Solid-State Circuits Conference 2002, paper 5.4

"Broadcom WLAN Chipset for 802.11a/b/g," J. Trachewsky et al., IEEE Hotchips Conference, Stanford University, 2003

"Direct-Conversion CMOS Transceiver with Automatic Frequency Control for 802.11a Wireless LANs," A. Behzad et al., International Solid-State Circuits Conference 2003, paper 20.4, p. 356

"A Multi-Standard Single-Chip Transceiver covering 5.15 to 5.85 GHz," T. Schwanenberger et al., International Solid-State Circuits Conference 2003, paper 20.1, p. 350

"A Digitally Calibrated 5.15–5.825 GHz Transceiver for 802.11a Wireless LANs in 0.18 μm CMOS," I. Bouras et al., International Solid-State Circuits Conference 2003, paper 20.2, p. 352

"A Direct Conversion CMOS Transceiver for IEEE 802.11a WLANs," P. Zhang et al., International Solid-State Circuits Conference 2003, paper 20.3, p. 354

"A 2.4 GHz CMOS Transceiver and Baseband Processor Chipset for 802.11b Wireless LAN Application," G. Chien et al., International Solid-State Circuits Conference 2003, paper 20.5, p. 358

"A Direct-Conversion Single-Chip Radio-Modem for Bluetooth," G. Chang et al., International Solid-State Circuits Conference 2002, paper 5.2

"A Single Chip CMOS Transceiver for 802.11a/b/g WLANs," R. Ahola et al., International Solid-State Circuits Conference 2004, paper 5.2, p. 64

"A Dual-Band 802.11a/b/g Radio in 0.18 μm CMOS," L. Perraud et al., International Solid-State Circuits Conference 2004, paper 5.3, p. 94

"A Single-Chip Dual-Band Tri-Mode CMOS Transceiver for IEEE 802.11a/b/g WLAN," M. Zargari et al., International Solid-State Circuits Conference 2004, paper 5.4, p. 96

分布式有源变压器

"Fully Integrated CMOS Power Amplifier Design Using the Distributed Active-Transformer Architecture," I. Aoki, S., Kee, D. Rutledge, and A. Hajimiri, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 37, # 3, p. 371 (2002)

# 第 5 章 天　　线

## 5.1　不采用传统的电磁场分析方法

正如第 1 章所提到的，本章所采用的天线理论有别于传统习惯，即习惯上作为天线分析基础的场量 $\vec{E}$ 和 $\vec{B}$ 在本章将不被提及。所有的计算都将采用矢量位 $\vec{A}$ 和标量位 $\phi$(实际上它们是具有相对论不变性的四维矢量 $\vec{A}$ 的分量)。按这种观点，所有的电流都产生辐射，而且近-远场之间在物理意义上不存在区别，致使习惯上广泛使用的一些概念，如场的等效电流等，在这里将不再使用。然而，与 Mead 教授不同的是，我们习惯上认为只有外向辐射场按时间前向传播，虽然纯粹的时间对称电磁学具有很强的哲学意味，但是其在天线工程的概念结构和术语中的应用非常困难。

## 5.2　辐射:无线导线

我们主要讨论希望发射与接收的信号类型，还有如何将基带信息搭载到高频信号上，以及如何从高频信号上获取基带信息。要使上述这些复杂操作真正有用，就有必要将信号从一个无线电台传输到另一个无线电台。为了能将发射机的输出电压转变成电磁波(接收机的作用则与之相反)，就需要利用天线。

由第 2 章可知，每个电流都能在远处感应出矢量位(如图 2-7 所示)。乍一看，所产生的每一种信号都应该可以在一定距离上被探测到。但事情通常没这么简单。大多数情况下，任何 AC 电流都可以被与其相反的电流抵消掉(如果不是这样，则在某处积累有 DC 电压)。假如两个电流元相距很近，则从远处看来它们所产生的电位将相互抵消掉(如图 5-1 所示)。(同时可知，如果等值反向的电流围绕在源电流周围时，则它们共同产生的电位与距离无关，例如同轴电缆。)天线的用途就是*配置电流使其辐射效应在远距离处不会被抵消*。

对于有不止一个无限小电流元的实际系统，此时就必须对电流元内部的电流分布进行积分处理。尽管机敏的读者被告知不要希望看到电场或磁场，但他们对我们讨论

中没有提及电荷或电压还是多少会感到有些困惑。从容的回答是电荷仅是基于相对论的(relativistic)电流四维矢量的时间分量,标量位(electrostatic potential)相应地包含在了四维矢位中,因此所有内容都已包含在一个简单的表达式中。然而,对于一些读者,可能和作者一样,已经完全忘记如何进行这种变换,为此,式(5-1)给出了矢量位和标量位的完整独立表达式

$$\vec{A}=\mu_0\int\vec{J}\cdot\frac{e^{-ikr}}{4\pi r}e^{i\omega t}\,d(vol)\qquad \phi=\frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\int\rho\frac{e^{-ikr}}{r}e^{i\omega t}\,d(vol) \tag{5-1}$$

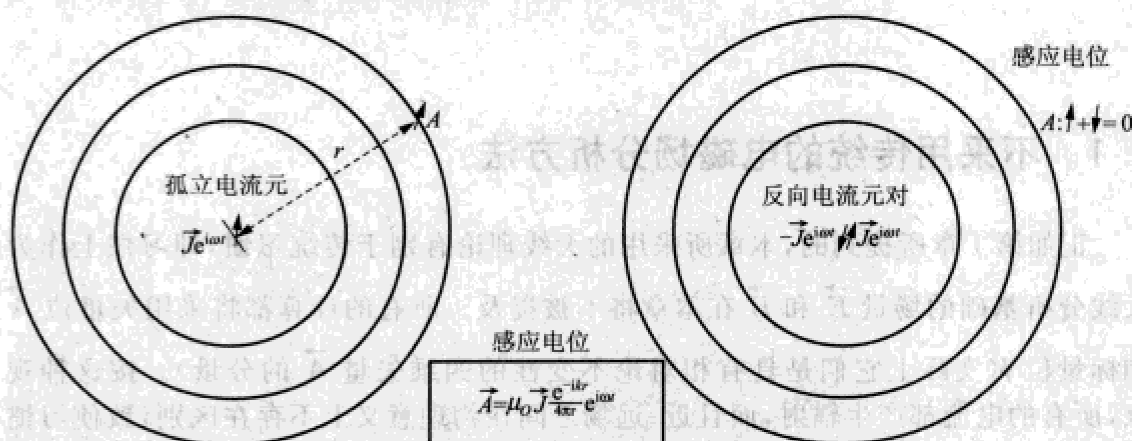



图 5-1　反向电流元对感应电位的相互抵消

某点处的矢量位可通过对所有电流进行相位因子加权和距离反比加权后再求和得到。类似地,标量位可通过对远处电荷进行求和后再加权得到,这里因子 $c^2$ 与单位制有关。式中符号与图 2-7 中所用的相同:$\mu_0$ 为自由空间的导磁率,$c$ 为光速,$\vec{J}$(矢量)为电流密度,$k=\omega/c$为波数,$\rho$ 为电荷密度。通常假定所有量都是时谐关系。[在时域中求解问题总是可能的,这时,积分运算在对所有的瞬态电流和电荷作时延($r/c$)后进行。]

假定我们完成了目标,并且在远处某点上产生电位,那么该电位是如何影响导线上电子的流动呢(要得到最终结果就必须知道这一点)? 分别考虑上述矢量位和标量位,那么两点之间某一路径上的总电压,可通过分别求取两点之间矢量位的线积分与标量位的差并求和得到:

$$\underset{\text{磁耦合}}{v=i\omega\int_1^2\vec{A}\cdot d\vec{l}}\qquad \underset{\text{电耦合}}{\Delta\phi_{2-1}=\phi_2-\phi_1}\qquad \underset{\text{感应电压}}{|V|=v+\Delta\phi} \tag{5-2}$$

原则上,应该对所有存在的电流求积分才能得到式(5-2)中矢量位的正确表达式。幸运的是,实际中只需考虑感兴趣的结构上电流所产生的矢量位。本章中感兴趣的结构通常指发射天线。

首先确定天线上电流和电荷的分布情况,随之计算所关心点上的电位值并推导合成电压,这样就可以对整个天线的工作过程进行分析。为了方便理解这个过程,下面

分析一种非常简单的情况：理想偶极子。就像许多费力的计算一样，只要你坚持理性工作，电流间互耦的计算几乎完全可以被避免。如果可以对一个特定天线进行完整计算，那么我们将会发现所需知道的大部分参数可用天线结构的方向特性来表述。就像复杂问题有更简化的解决方法一样，这个复杂问题有一把重要的万能钥匙藏在密室里，如果一个人不理智地打开了密室大门，那么他就准备战斗吧。“天线密室”的万能钥匙就是准确计算天线的电流分布和阻抗，而且需要完备地考虑近区和远区电流。无需多说，在本书中，为了不至于过于自责，我们需要抵制诱惑。如果一些读者坚持要看“天线密室”的话，那么他们就必须研读 5.9 节所给出的参考文献。

## 5.3　理想偶极子

理想偶极子就是沿短(但不是无限小)导线的恒定电流。它可近似为一小截导线，导线的直径小于长度，而长度小于波长(在相关的频率上)。如果均匀电流沿偶极子长度方向流动并停止，那么末端点必有电荷积累；实际中通过在导线末端加置球状或帽状端板，就可将电荷适度地聚集在导线的两端。一种非常接近理想偶极子性能的实际结构是一截带有帽状端板的短导线($d \ll \lambda$)，如图 5-2 所示。如果沿导线长度方向峰值电流 $I_0$ 均匀分布，由于导线长度小于一个波长，那么导线上电流的相位也是常数。

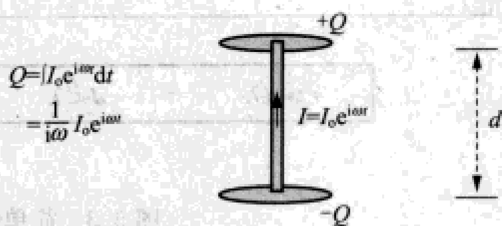



图 5-2　理想偶极子

为了避免同时分析两种结构的痛苦，发射和接收天线都采用理想偶极子。此时，我们为下面的问题寻找答案：当电流在发射天线 $dp1$ 上流动时，那么远处的偶极子 $dp2$ 上将产生什么电压？我们详细研究两种简单情形(如图 5-3 所示)：情形Ⅰ，接收天线相对于(垂直放置的)偶极子水平放置；情形Ⅱ，接收天线沿偶极子轴线垂直放置。假定两个偶极子间的距离比它们自身尺寸和波长都大得多(在相关的频率上)，此时可近似认为导线及其末端帽状端板的准确尺寸与整个计算无关。两种情形的计算需要一些工作量和少量几何作图。随后，对于一般情形，当接收天线相对于发射天线轴线以任意角度放置时，文中没有推导，只给出了计算结果。

首先，考虑情形Ⅰ。由式(5-1)，我们可以很容易地得到 $dp2$ 处的磁位。因为当短导线与距离矢量 $\vec{r}$ 正交时，因子 $e^{-ikr}/\vec{r}$ 在整根导线上的变化可以忽略不计，因此，一旦这个令人激动的条件成立，那么这个因子就能被提到积分的前面。(这个事实可由 Pythagorean 距离表达式的展开得到，当 $r$ 很大时，$r(z)=\sqrt{v(r^2+z^2)})\approx r+(z^2/2r)$，这里 $z$ 是沿偶极子 1 的距离。只要 $z$ 调整到平均距离时，$z^2/2r$ 的最大值 $d^2/2r$ 小于一个波长，那么它就可以被忽略。这个巧妙的过程称作*远场近似*，它允许我们只需处理源距离在观察向量上的投影即可，而正交距离可以忽略。当在近场时，远场近似不再

适用，数学处理将更为复杂。）由于导线上的电流也是常数，因此那个积分可简化为 $\int(\mathrm{d}z)$，其计算结果就是导线长度 $d$，因而磁位可写成

$$\vec{A}=\mu_0\int \vec{J}_s\frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{i}kr}}{4\pi r}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega t}\mathrm{d}z\approx\boxed{\hat{\mathbf{z}}\frac{\mu_0}{4\pi r}\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t-kr)}\vec{I}_0 d}\tag{5-3}$$

这里，$r$ 为偶极子间的距离。

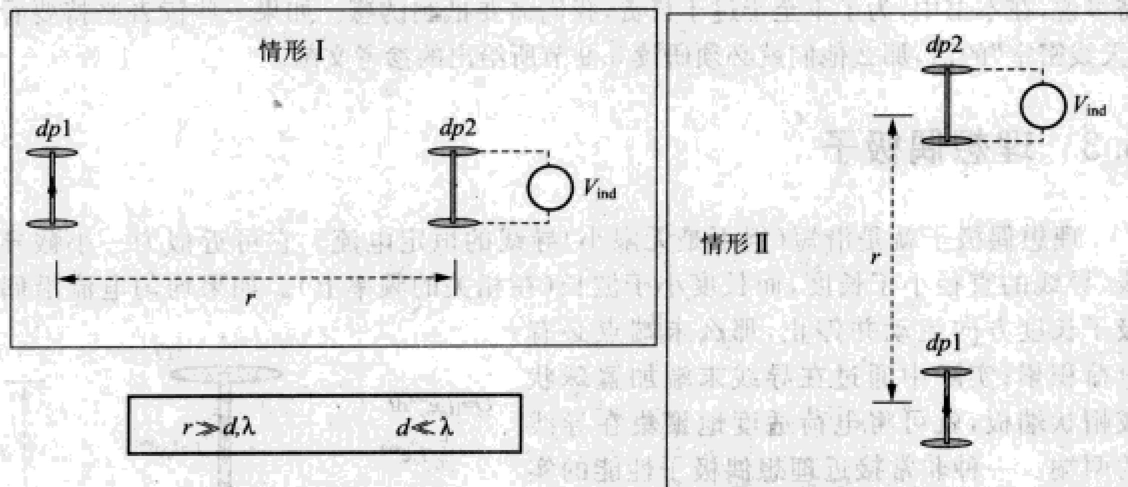



图 5-3　简单情形时理想偶极子的互耦

静电位的计算将更为容易。根据上文观点，$dp2$ 上任一点到 $dp1$ 顶部的距离 $r_+$ 与其上任一点到 $dp1$ 底部的距离 $r_-$ 是相同的（如图 5-4 所示）。

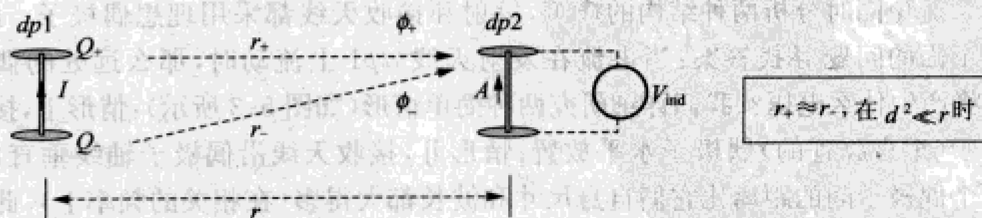



图 5-4　电耦合（理想偶极子情形 I）

由于偶极子 $dp1$ 顶部的电荷与底部的电荷幅度相等、符号相反，因此它们对于偶极子 $dp2$ 的贡献相互抵消：在第 2 个偶极子上 $\phi=0$［见式(5-4)］。在情形 I 中，电耦合对感应电压没有任何贡献。

$$\phi=\frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\int\rho\frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{i}kr}}{r}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega t}\mathrm{d}v=\frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t-kr)}}{r}[Q_+ + Q_-]\boxed{=0}\tag{5-4}$$

根据式(5-2)，我们只需沿 $dp2$ 的长度对矢量位进行积分就可以获得感应电压。因为矢量位是与位置无关的常数，因此，那个积分可简化为矢量位与偶极子长度 $d$ 的乘积。那么，感应电压就可写成

$$v_o = \mathrm{i}\omega \frac{\mu_0 \vec{I}_0 d^2}{4\pi r} \mathrm{e}^{-\mathrm{i}kr} = V_o \tag{5-5}$$

感应电压分别与 $dp1$ 上的电流和偶极子长度(与每个偶极子相关的一个因子)的平方成正比。它随着频率增大而线性增加,但它的幅度随着距离增大而(以$1/r$)下降。这个依存关系并不是由于位函数的变化引起的,而是由于电子对位函数的响应引起的[见式(5-2)]。

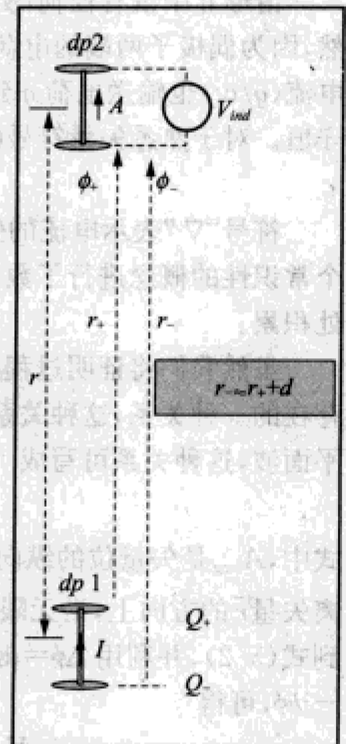


图 5-5 电位,情形Ⅱ

对于情形Ⅱ,得到一个简单答案非常困难。虽然矢量位的计算过程和前面完全相同,从而计算结果也完全相同。但是电位的计算与前面却并不一样。这种情形中,由于偶极子轴线顺着距离 $r$ 的方向,不论 $r$ 值是多少,$dp2$ 上任一点到 $dp1$ 顶部的距离总是比它到 $dp1$ 底部的距离小一个偶极子长度 $d$,因此标量位不为零(如图 5-5 所示)。尽管标量位计算公式中存在一个$(1/r)$项,并且正因如此,$dp2$ 顶部与底部静电位的幅度可认为相同,但相位却不同。偶极子 2 顶部在传播方向上更远些,因而接收到了额外的相位延迟。偶极子 2 底部标量位的计算公式为:

$$\begin{aligned}\phi_{\mathrm{bottom}} &= \frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\int \rho \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{i}kr}}{r}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega t}\mathrm{d}v \\ &= \frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t-kr)}}{r}[Q_+ \mathrm{e}^{\mathrm{i}kd} + Q_-]\end{aligned} \tag{5-6}$$

顶部标量位的计算公式为:

$$\phi_{\mathrm{top}} = \frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t-kr)}}{r}[Q_+ + Q_- \mathrm{e}^{-\mathrm{i}kd}] \tag{5-7}$$

电耦合是这两点电压的差值:

$$\Delta\phi = \frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t-kr)}}{r}[Q_+ + Q_- \mathrm{e}^{-\mathrm{i}kd} - Q_+ \mathrm{e}^{\mathrm{i}kd} - Q_-] \tag{5-8}$$

因偶极子尺寸小于一个波长,所以 $kd \ll 1$,将式中指数展开:$\mathrm{e}^x \approx 1 + x + x^2/2$ ($x \ll 1$),由于其一阶项被约去,所以需要保留二阶项。这样可得:

$$\begin{aligned}\Delta\phi &\approx -\frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t-kr)}}{r}\frac{1}{\mathrm{i}\omega}I_0\left[2+\mathrm{i}kd+\left(\frac{(kd)^2}{2!}\right)-2-\mathrm{i}kd+\left(\frac{(kd)^2}{2!}\right)\right] \\ &= \frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t-kr)}}{r}\frac{1}{\mathrm{i}\omega}I_0(kd)^2 = -\mathrm{i}\frac{\mu_0 I_0 d^2}{4\pi r}\frac{c^2}{\omega}\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t-kr)}\end{aligned} \tag{5-9}$$

式中,我们用 $k=(\omega/c)$作了替换。一旦约去式中相同因子,就会发现这个表达式正好能够准确抵消磁耦合。

$$\Delta\phi_0 + v_0 = -\mathrm{i}\omega\frac{\mu_0 I_0 d^2}{4\pi r}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}kr} + \mathrm{i}\omega\frac{\mu_0 I_0 d^2}{4\pi r}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}kr}\boxed{=0} \tag{5-10}$$

情形Ⅱ中没有任何感应电压：偶极子沿它们的轴线没有耦合。耦合抵消绝非偶然，因为偶极子两端的电荷量由电流决定。电荷 $q$ 在时间 $dt$ 内从底部流向顶部既输送电流（$q/dt$）也输送电荷 $q$ 到顶部，同时使底部减少电荷 $q$。这一关系只不过强调了电荷守恒。对于熟悉矢量符号的读者，电荷守恒更一般的表达式为：

$$\nabla \cdot j = -\partial\rho/\partial t \tag{5-11}$$

符号"∇"表示电流的矢量散度，在一维问题中它简化为导数 $d/dz$。式(5-11)对一个常识性的概念进行了数学概括，即如果导线上的电流不是常数，那么电荷必将在某处积累。

虽然我们将证明过程放到了附录里，但电荷守恒包含了矢量位和标量位之间必然存在的一种关系，这种关系并不仅仅适合偶极子，而是适合任意源。对于远离源点的平面波，这种关系可写成

$$\phi(\vec{r}) = c(A_{\text{long}}) \tag{5-12}$$

式中，$A_{\text{long}}$ 是矢量位的纵向分量，其方向与距离矢量 $\vec{r}$ 的方向相同。式(5-12)表明在距离矢量 $\vec{r}$ 的方向上，沿无限小导线的耦合总是0。为了解释这个事实，将式(5-12)代入到式(5-2)，并利用 $\Delta\phi = d\phi/dr \cdot \delta r$ 展开标量位，回顾 $r$ 很大时，$d\phi/dr = d[e^{-ikr}]/dr = -ik\phi$，可得

$$V_{\text{along } r} = v + \Delta\phi = i\omega A_{\text{long}}\delta r - ikcA_{\text{long}}\delta r = 0 \tag{5-13}$$

因为 $kc=\omega$。仅矢量位的横向分量对远处天线产生有效耦合（net coupling），它的纵向分量总是被标量位所抵消。这就是为什么在图2-7和图5-1中仅显示电流作为源的原因，因为在 $r$ 很大时电荷对耦合没有贡献。

现在我们能立刻推测更一般的情形，当偶极子 $dp1$ 和 $dp2$ 的连线与轴线成任意角度 $\theta$ 时，有效感应电压（net induced voltage）应以 $\sin^2(\theta)$ 变化，其中一个 $\sin(\theta)$ 因子是由位函数在距离矢量 $\vec{r}$ 的正交方向上作投影而引入，另一个 $\sin(\theta)$ 因子是因只有矢量位的横向分量在 $dp2$ 轴线方向产生作用而引入（如图5-6所示）。

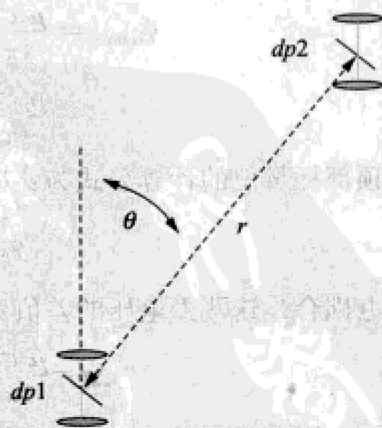



图5-6　一般情形：距离矢量倾斜轴线一个角度

这一假设能够通过电磁耦合的计算来证明。其计算过程与上面完全一样，只是需要考虑一些更为复杂的几何计算。式(5-14)给出了电磁耦合的计算结果，并且图5-7对计算结果进行了描述。

$$\Delta\phi_0 = -i\omega\frac{\mu_0 I_0 d^2}{4\pi r}e^{i(\omega t-kr)}(\cos(\theta))^2 \qquad v_0 = i\omega\frac{\mu_0 I_0 d^2}{4\pi r}e^{i(\omega t-kr)}$$

电耦合　　　　磁耦合

$$V = \mathrm{i}\omega \frac{\mu_0 I_0 d^2}{4\pi r} \mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t - kr)} \left[1-(\cos(\theta))^2\right] = \mathrm{i}\omega \frac{\mu_0 I_0 d^2}{4\pi r} \mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t - kr)} (\sin(\theta))^2$$
$$= \frac{\mathrm{i}\omega\mu_0 I_0}{4\pi r} \mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega t - kr)} \underbrace{(d\sin(\theta))}_{dp1} \underbrace{(d\sin(\theta))}_{dp2}$$

偶极子耦合 (5-14)

注意式(5-14)中，我们假定每一个偶极子对合成电压都贡献了因子 $d\sin\theta$。可以试探性地推断，任意一对天线间的信号可能就是发射天线的某一特征与接收天线的另一类似特征的乘积。这种情况下，我们能够一次表征每一幅天线的特性，并且将其作为与其他天线所组成链路的一部分预估它的性能。即使对不同类型天线组成的天线对也无需进行测量或模拟，而只需将相关天线特征函数的值相乘即可。值得注意的是，一旦所需的构造工具已经出现，那么我们就可以用它来定义每个天线的辐射方向图(下节的主题)。

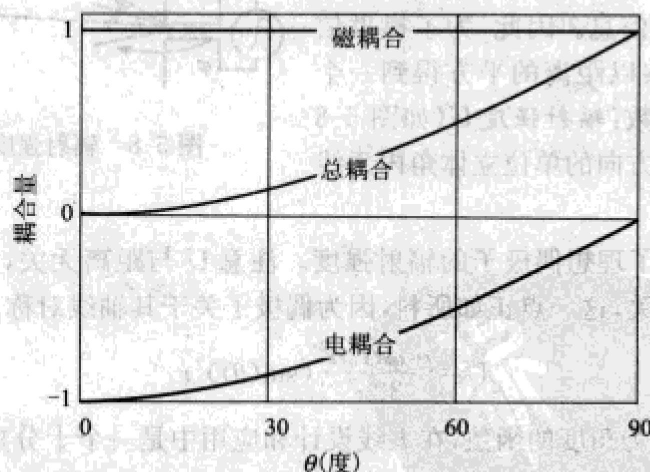



图 5-7 偶极子的耦合量与距离矢量$\vec{r}$倾斜角的关系

## 5.4 天线的辐射方向图

因为我们已经设想 $dp1$ 产生外向位函数，所以感觉到有人会问下面的问题：这个电波能将多大的功率传输到远方单位面积上？这相当于问能传输到任意一个天线(与其面积归一化)的最大功率是多少？尽管 Poynting 矢量的完整推导比较费力，并且我们已将其归入附录 5，但是我们可以基于 5.3 节的结论，通过一个简单、启发式的观点来给出所需公式。我们确定仅矢量位$\vec{A}$的横向分量产生电压，并且从式(5-2)可知，对于极小长度 $dl$，它产生的电压幅度为 $\omega A_\theta dl$。这个电压传输的功率正好是 $V^2/2R$(因子 2 来自时谐关系)，经过平方，一个无限小的长度变成了一个无限小的面积。我们应该采用什么作为有效阻抗 $R$？明显的候选对象就是自由

空间波阻抗，$\mu_0 c$，它可通过式(5-1)和式(5-12)中电压与电流的比值轻松得到：$\phi = cA = c(\mu_0 I) \Rightarrow (\phi/I) = \mu_0 c$。将这个值代入功率计算公式并利用 $\omega = ck$，就可得到横磁位辐射到单位面积上的功率 $P$：

$$P = \frac{\omega k |\vec{A}_{tr}|^2}{2\mu_0} \tag{5-15}$$

我们来计算理想偶极子的辐射功率。首先将矢量位公式(5-3)乘以 $\sin(\theta)$ 来计算它的横向分量，然后将其代入式(5-15)，得到式(5-16)：

$$P = \frac{\mu_0 \omega k I_0^2 d^2}{32\pi^2 r^2}(\sin(\theta))^2 \hat{r} \tag{5-16}$$

尽管 $P$ 的表达式完全正确，但式中的 $(1/r^2)$ 关系使其绝对值随距离在很大的范围变化，尽管该式可表征任意辐射能量的特性，但是无论对于这个天线还是其他天线，都无法提供特别丰富的信息。因此，为了提供信息，将功率表达式乘以距离的平方得到一个仅与角度相关的参数：**辐射强度** $U$（如图5-8所示），它表示$(\phi,\theta)$方向的单位立体角内天线辐射功率。

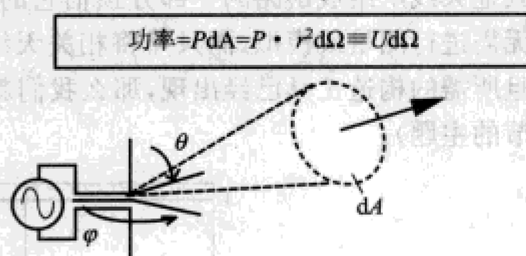



图5-8　辐射强度 $U$ 的定义

式(5-17)给出了理想偶极子的辐射强度。注意 $U$ 与距离无关，并且这个例子里，它与方位角 $\varphi$ 也无关，这一点正如所料，因为偶极子关于其轴线对称。

$$U = \frac{\mu_0 \omega k I_0^2 d^2}{32\pi^2}(\sin(\theta))^2 r \tag{5-17}$$

辐射强度 $U$ 作为角度的函数，在天线设计和应用中是一个十分重要的参量。大部分情况下，辐射强度用它的最大值归一化，相对性地衡量天线辐射到一个特定立体角内的功率；这个参量称为天线的**辐射方向图**。对于这个重要参量的描述，文献中给出了多种不同方法。这里只考虑少数几种。图5-9左半边给出了理想偶极子辐射方向图的伪三维视图：它类似一个中心带有小孔的救生圈。图中，救生圈中心到其表面特定点的距离相应地表征了偶极子天线沿那个向量辐射到远处球面上的功率。

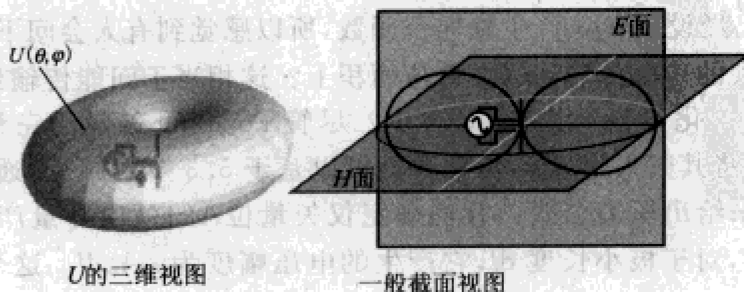



图5-9　理想偶极子辐射强度方向图的伪三维视图(左)和一般横截面视图的定义(右)

这类实体模型视图对于获得直观理解非常有帮助，但是大量应用时难以处理（至少在一张打印页上）。相比之下，救生圈截面视图的绘制和呈现显得更为容易。绘制 $U$ 的截面视图非常普遍，沿天线内电流流动方向的平面称为 $E$ 面，垂直 $E$ 面的平面称之为 $H$ 面。（尽管我们没有用到场量，但是我们应该注意到这些术语来自于一个事实，即偶极子的电场位于 $E$ 面，磁场位于 $H$ 面。）用 $U$ 在 $\theta=\pi/2$ 的最大值对偶极子 $E$ 面方向图归一化，图 5-10 给出了其随角度变化的关系。对于理想偶极子 $H$ 面方向图，人们不是非常感兴趣：因为 $U$ 与方位角无关，所以该方向图正好是半径为 1 的圆环。

这里采用线性极坐标系来绘制天线方向图，图中沿半径方向的距离反映了 $U$ 的幅度。绘制方向图也可采用其他格式，普遍采用的是径向对数坐标（因此方向图用 dB 表示）。也可用到 $x$ 轴为角度坐标的直角坐标图，图中辐射强度采用线性坐标或者对数坐标。有时人们用电场的相对幅度（与横向矢量位 $\vec{A}$ 的相对幅度相同）来代替功率密度显示。由下文可知，实际天线的方向图可以相对于理想各向同性天线测量，此时径向坐标值只需相对于各向同性发射机记录即可，而不必相对于辐射源强度的峰值。

从辐射方向图中可以得到几个非常重要的特征参量。*方向增益* $D$ 为任意角度处的 $U$ 值除以它在整个角度范围上的均值（如图 5-11 所示）。通常，最令人感兴趣的角度是 $D$ 的最大值所对应的角度：$D$ 的最大值就是最大方向增益 $D_{max}$，也称为天线的方向性。天线增益或方向性的绝对参考几乎总是指最大方向增益所指方向。

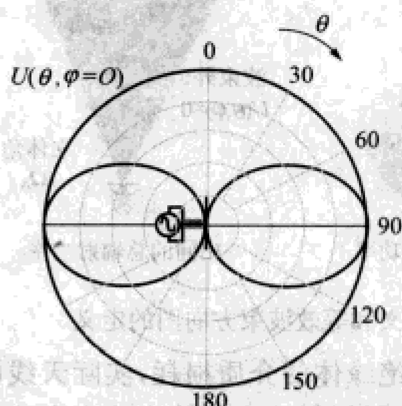



图 5-10 $\varphi=0$ 平面上理想偶极子的辐射强度，已对 $U_{max}$ 作了归一化

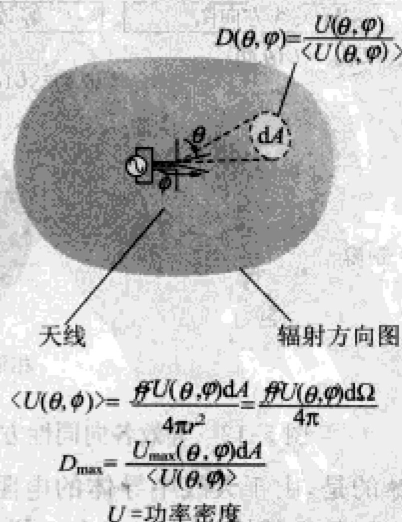



图 5-11 方向增益作为角度函数的定义和方向增益最大值的定义

读者应该注意,"增益"一词并不意味着存在什么。天线是一种无源器件,它只能辐射能量至空间,别无其他。"增益"一词应用到天线是为了说明天线向一个特定方向辐射能量的能力。对于特定方向上的接收机,其效果如同天线往波束上加载了功率,这个优点可通过接收其他方向的辐射功率来实现。

等效各向同性天线方向图是一种可以辐射与实际天线相同总功率的方向图,但是其与实际天线相比,它在所有方向上的辐射功率相同:方向性为1,并且辐射强度等于实际方向图的均值。(注意,虽然理想偶极子除轴线方向外十分接近,但是真正的各向同性天线并不存在。)一个与天线紧密相关的参量就是波束宽度 $\theta_A$ 或者是波束立体角 $\Omega_A$。波束立体角是一种假想的结构:如果天线在其波束以内辐射强度相同,并且都等于其最大值,而波束以外辐射强度为0,那么波束立体角就是指天线辐射所有功率所需要的立体角。波束立体角(单位为立体弧度)与天线方向性的导数有关系[见式(5-18)]。当波束立体角较小时,波束宽度(单位为 rad)近似等于波束立体角的平方根[见式(5-19)]。可见,高方向性的天线具有狭窄波束。

$$\Omega_A=\frac{4\pi}{D_{max}} \tag{5-18}$$

$$\theta_A=\sqrt{\Omega_A}=\sqrt{\frac{4\pi}{D_{max}}} \tag{5-19}$$

图5-12对这些概念进行了说明。对于偶极子这类还算各向同性的天线,等效各向同性天线是一种既方便又简单的说明方法。而对于抛物面这类较为高方向性的天线,采用波束宽度或者波束立体角说明更为明智。

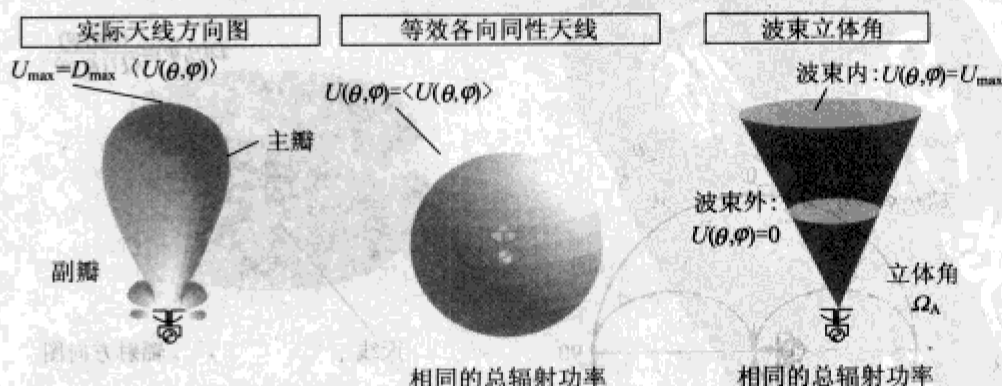



图5-12　等效各向同性方向图的定义和等效波束方向图的定义

遗憾的是,由于天线中导体的电阻损耗和绝缘体的介质损耗,实际天线的辐射功率绝不可能与它的输入功率完全一样。天线实际辐射功率与输入功率之比就是天线的效率 $e$:

$$e=\frac{P_{rad}}{P_{in}} \tag{5-20}$$

天线功率增益 $G$:最大增益方向上测量得到的实际辐射强度与输入功率的比值,它

等于天线效率与方向性的乘积。功率增益是被效率减低后的方向性。

$$G=eD_{max} \tag{5-21}$$

如无进一步限定，增益一词用于天线时几乎都指功率增益。表 5-1 对不同增益的定义进行了总结。

**表 5-1 天线“增益”的不同定义**

| 参　数 | 名　称 | 定　义 |
|---|---|---|
| $D(\theta,\varphi)$ | 方向增益 | $(\theta,\varphi)$方向的功率/平均功率 |
| $D_{max}$ | 方向性 | 方向增益的最大值 |
| $G$ | 功率增益 | 最大功率密度/均匀辐射的输入功率 |

实际中一个相当重要的参量就是等效全向辐射功率(EIRP)。EIRP 定义为功率增益与输入功率的乘积：

$$EIRP=GP_{rad} \tag{5-22}$$

当各向同性天线的辐射强度等于所讨论的实际天线(如图 5-13 所示)的最大辐射强度时，$EIRP$ 是各向同性天线所辐射的总功率：

$$EIRP=4\pi U_{max} \tag{5-23}$$

当无线电设备用作干扰机时，为了说明这种设备所能造成的最大损害，一种便捷方法就是利用 $EIRP$。为了避免对每个天线可能的增益值单独进行限制，管理机构就根据 $EIRP$ 对辐射功率进行频繁的限定。

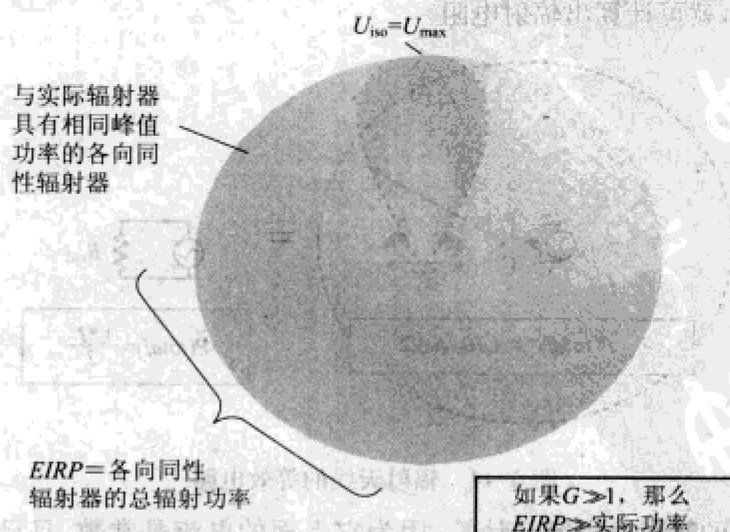



图 5-13 等效各向同性天线的辐射功率

为了掌握这些不同参量的定义，这里对文中仅有的一个例子——理想偶极子，进行了数值分析。利用式(5-17)，辐射强度 $U$ 可作为角度的函数被给出。在整个角度范围上对其求平均，就能得到等效各向同性天线的归一化辐射强度：

$$\langle D(\theta,\varphi)\rangle = \frac{\int_0^{\pi}\int_0^{2\pi} \sin^2(\theta)\sin(\theta)\,d\theta\,d\varphi}{4\pi} = \frac{2}{3} \tag{5-24}$$

如果效率等于1,最大方向增益等于功率增益,其为:

$$D_{max} = \frac{1}{2/3} = \frac{3}{2} \approx 1.8\text{dB} \tag{5-25}$$

理想偶极子不具有很好的方向性。尽管它的波束立体角可以很容易计算出,

$$\Omega_A = \frac{8\pi}{3} \approx \frac{2}{3}(\text{球面}) \tag{5-26}$$

但是,对于方位各向同性天线而言,采用$\Omega$的平方根求解波束宽度非常没有意义,还不如采用$\theta$来求解波束宽度,它的值为$\Omega/2\pi$或$4/3$rad(约76°)。最后,对于1W的输入功率,$EIRP$为

$$EIRP = \frac{3}{2}P_{rad} = 1.5W \tag{5-27}$$

将峰值功率与波束立体角相乘就可以得到总辐射功率:

$$P_{rad} = \frac{\mu_0 \omega k I_0^2 d^2}{32\pi^2}\Omega_A = \frac{\mu_0 \omega k I_0^2 d^2}{12\pi} \tag{5-28}$$

有必要定义另一个与辐射功率相关的参量:辐射电阻。天线的辐射功率一定是源于可提供驱动电流的信号源。从这个观点来看,天线的等效电路里必定有一个电阻,这个电阻消耗功率就造成了功率的辐射(如图5-14所示)。通过令信号源消耗的电能等于天线的辐射功率,就可计算出辐射电阻。

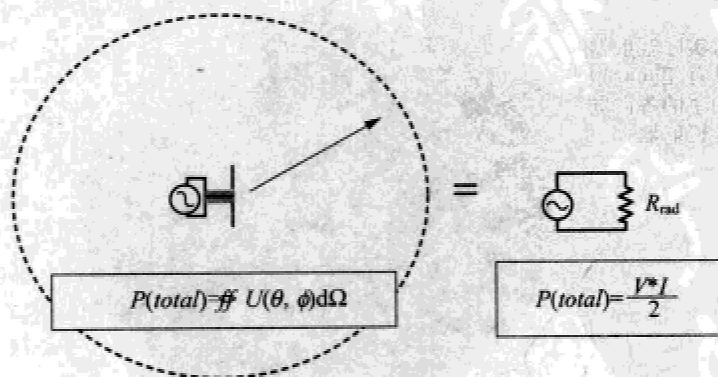



图5-14　辐射天线的等效电路

理想偶极子的辐射电阻容易计算,因为它上面的电流是常数,且已知电流与总辐射功率之间的关系为:

$$P_{rad} = \frac{1}{2}RI_0^2 = \frac{\mu_0 \omega k I_0^2 d^2}{12\pi} \tag{5-29}$$

则它的辐射电阻为:

$$R_{rad}=\frac{\mu_0 \omega k d^2}{6\pi}=80\pi^2\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 \tag{5-30}$$

等号右边的项可通过将 $\mu_0$ 和光速 $c$ 代人公式后，经少量代数计算得到。当一个 0.6cm 的偶极子（最大用途就是可以安装在 PC 卡里）发射 ISM 波段的信号（$\lambda$=12.5mm）时，它的辐射电阻约为 2Ω：与典型 50Ω 的线路阻抗相比，它是相当小。读者可能已经知道信号发生器可以非常有效地向与其有相同阻抗的负载传输功率。因而，阻抗为 50Ω 的线路将不能向阻抗为 2Ω 的天线很好地传输功率。当小的偶极子天线（或者其他非常小的天线）被应用时，明显需要采用某种*阻抗匹配技术*。附录 3 对一些匹配技术和专业术语简要进行了论述。本章剩余部分在讨论一些天线问题时，所用到的那些天线本身就可以与信号产生器阻抗匹配很好，而且由于这些天线容易应用，实际中它们的结构非常普遍。

## 5.5 接收机天线

现在我们已经给出了发射机天线的分析方法：利用天线上的电流计算出远处的位函数，紧接着，利用位函数就可得到天线的方向图，并且可以用方向性（如果考虑电阻损耗，那么就用功率增益）方便地进行表示。然而，我们如何能够将辐射方向图变成我们真正感兴趣的参量——接收功率呢？

我们完全有可能单独计算出位函数在接收天线结构上的感应电压，但幸运的是，在分析几乎所有实际天线结构时，这个额外的劳动都可以避免。让我们看看怎样做更方便。

无需考虑细节，类似于我们对光频的一般认识，可将接收机的天线结构看作是一扇窗户，它只收集落在它范围以内的所有能量，而不管它范围以外的能量，这种提法肯定容易引起争论。用正规术语，就是设法用有效口径 $A_{RX}$ 来表征接收天线（如图 5-15 所示）。

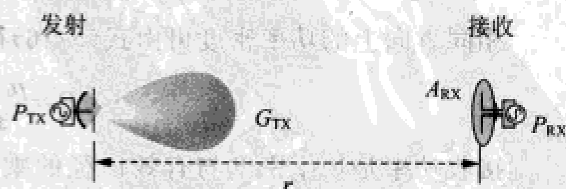



图 5-15 有效孔径为 $A_{RX}$ 的接收天线

那么，接收到的功率就是发射功率密度与有效口径的乘积。对于一个各向同性天线，总辐射功率 $P_{TX}$ 中接收功率所占比例等于有效口径与半径为 $r$ 的球面积 $4\pi r^2$ 的比值。而且实际天线必须将功率密度与主瓣方向的功率增益相乘。因而，接收到的功率（在最大方向增益方向）为：

$$P_{RX}=P_{TX}\left(\frac{A_{RX}}{4\pi r^2}\right)G_{TX} \tag{5-31}$$

现在，我们援引*互易定理*：天线 1 发射而天线 2 接收，和天线 2 发射而天线 1 接收，这两种工作方式通常应该相同。尽管我们没有去证明这个定理的适用范围，但是式（5-1）表明它似乎的确有理：因为决定位函数的唯一参量是距离的绝对值。所以，

[1]处的电流在[2]处产生的位函数，与[2]处的电流在[1]处产生的位函数相同。除了诸如磁等离子区（一种极不常见的无线局域网应用环境）以外，互易定理可以证明是一个正确的假设。

针对所考虑的情形，互易定理意味着发射机与接收机的名称交换可得到同样的结果：

$$P_{in}\left(\frac{A_{TX}}{4\pi r^2}\right)G_{RX}=P_{in}\left(\frac{A_{RX}}{4\pi r^2}\right)G_{TX} \tag{5-32}$$

很明显，可将式中的功率项与球面积项约去，并且只留下

$$G_{RX}A_{TX}=G_{TX}A_{RX}\longrightarrow\frac{G_{RX}}{G_{TX}}=\frac{A_{RX}}{A_{TX}} \tag{5-33}$$

两个天线作为接收天线时的有效口径之比等于它们作为发射天线时的增益比。这个重要的结论意味着一旦表征了发射天线的增益特性，那么就无需独立测量它的接收性能。（当然也可以用另一种思路来分析，就是通过测量接收天线的性能来预见它作为发射天线时的性能。）

然而，式(5-33)仅提供了一种接收功率的相对测量方法。为了得到有效口径值和接收功率值，我们至少需要一个已知其有效口径和增益的天线。很明显，我们可想到就是那个唯一详细分析过的天线：理想偶极子。我们已经计算获得了单个偶极子的方向性，以及发射偶极子上的电流在接收偶极子上产生的感应电压。现在所需做的就是将这些电压和电流转换成功率。

由式(5-5)可知，最大功率增益方向上的感应电压为：

$$|V_0|=\frac{\mu_0\omega I_0 d^2}{4\pi r} \tag{5-34}$$

相同方向上的功率密度可由式(5-16)得到：

$$P=\frac{\mu_0\omega k I_0^2 d^2}{32\pi^2 r^2} \tag{5-35}$$

接收功率是功率密度与有效口径的乘积。它一定等于感应电压在匹配负载上所消耗的功率。我们已经确定发射天线在电路上可等效为一个阻抗 $R_{rad}$（如图5-14所示）。应用互易原理，接收天线就可看作是由一个大小等于感应电压的电压源和一个等效源阻抗 $R_{rad}$ 所构成。（理想偶极子的阻抗有一个明显的反射分量，这里假设通过合适的匹配，在没有任何能量损耗的情况下已经消除了这个分量。）因此，接收功率可通过在这个天线上接一个等于 $R_{rad}$ 的负载阻抗来得到（如图5-16所示）。

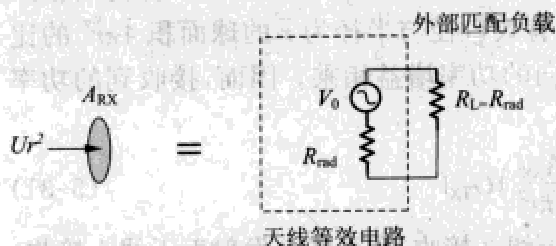



图5-16 功率密度×有效口径＝匹配负载上消耗的功率

因为电压被内阻和负载平分，所以功率是除以4，可得到

$$P\cdot A_{RX}=\frac{1}{2}\frac{|V_0|^2}{4R_{rad}} \tag{5-36}$$

将式(5-30)的辐射电阻代入,并经过一些相约计算,可得

$$A_{RX}=\frac{3\pi}{2k^2}=\frac{3\pi}{2}\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2=\frac{3}{8\pi}\lambda^2 \tag{5-37}$$

理想偶极子的有效口径相当于一个边长为 1/3 波长的正方形,或者是一个直径为 0.4λ 的圆形。注意偶极子的有效口径与其尺寸无关。随着偶极子尺寸减小,为了不使感应电压变小,辐射电阻与功率强度都得减小。然而,天线尺寸能有多小,这在实际中将会受到限制。因为小偶极子的辐射电阻非常小,此时天线的电阻损耗以及匹配小辐射电阻所需的匹配网络都变得非常重要,所以造成了天线效率的降低。

尽管实际中没有各向同性天线,但是用各向同性天线衡量天线增益非常方便。因此,如果存在各向同性天线,那么计算其有效孔径就非常有用。由于我们已经知道了理想偶极子的口径和方向性,因此,应用式(5-33)就可获得各向同性天线的口径(它的方向性为 1):

$$A_{iso}=\frac{G_{iso}A_{ideal}}{G_{ideal}}=\frac{(1)\left(\frac{3}{8\pi}\lambda^2\right)}{\left(\frac{3}{2}\right)}=\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) \tag{5-38}$$

各向同性天线的有效口径相当于一个正方形,其边长为 1/4 波长多一点。在 ISM 频段,这个值约为 3cm。因为理想各向同性天线的增益等于 1,所以我们能够通过式(5-33)来计算任意天线的口径,并且对于已知增益的天线,可通过式(5-31)来计算它们的接收功率。

$$P_{RX}=P_{TX}\left(\frac{1}{4\pi r^2}\right)G_{TX}\frac{G_{RX}}{G_{iso}}A_{iso}=P_{TX}\left(\frac{1}{4\pi r^2}\right)G_{TX}G_{RX}\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) \tag{5-39}$$

经过少量地重新调整,就可得到著名的 Friis 方程:

$$P_{RX}=P_{TX}G_{TX}G_{RX}\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \tag{5-40}$$

如果我们知道天线的发射功率以及功率增益,那么就可以通过 Friis 方程计算出任意距离上任意天线对的接收功率(当然,这里假定两个天线的连线处在它们最大方向增益的方向上)。这个方程意味着我们所需做的就是计算已知天线结构(对于有效天线)的辐射方向图和它的方向性,这样就能预见包括这个天线在内的整个线路的性能。经验上,一个天线与标准参考天线(发射机或接收机)构成的单条通信线路的性能足以预见该天线与其他已知增益天线构成的线路的性能:为了确定通信线路的功率,测量得到的辐射方向图可提供所需的每一个参量。

这里暂时偏离正题,用于揭示那个错误的物理特性。由于因子$\lambda/r$,Friis 方程常用来解释短波辐射不易传播。但是,式(5-39)说明这个解释是不正确的:波长关系来自各向同性天线的有效口径,随着波长缩短其有效口径变小。接收功率密度与波长无关,尽管随着天线增益增大,天线对指示精度的要求越来越严格,但是大型(高方向性)接收天线可提供相等的接收功率,并且与波长无关。

现在,设计无线电链路所需知道的每个参量(几乎)已经具备。最令人感兴趣的参量是接收功率与发射功率之比——线路损耗。为了计算它,需要知道发射天线与接收天线的功率增益。如果天线上的电流分布已知或者可以估计,那么通过式(5-1)和式(5-15)就可以计算出它们的增益,并且天线损耗可以忽视。可供选择的方法有:采用标准发射天线或者接收天线来测量它们的增益;或者利用天线配有的数据表,从数据表中查询它们的增益。然后将增益代入Friis方程就可以计算出已知距离的线路损耗(至少在外部空间上,地表传播中,障碍物对传播的影响将是下一章讨论的主题)。

为了使通信链路运转,需要设法将输入功率传输到发射天线,并从接收天线接收这些功率。无需详细考虑天线的匹配问题,如果天线的辐射电阻与天线连接器或者电缆的电阻(典型值为50Ω或75Ω)相接近,那将非常有帮助。如果天线阻抗与电缆阻抗差别很大,那么天线将把大量的输入功率反射回到信号产生器。两者间适度的偏差可采用合适的匹配电路解决,但是正如我们将要看到的,下文选择了几种普通天线类型,因为这几种天线只需极少量的额外工作就可以实现与通用阻抗的良好匹配。

实际应用中,天线的选择就变成了对天线功率增益、阻抗良好匹配时的频率,以及实际性能的考虑。天线的实际性能包括尺寸、稳定性、外形、安装和造价。要把这些特性记在脑海里,因为这一章的剩余部分将会对通常遇到的天线类型进行概述,其目的就是为了使读者能够根据特定应用,巧妙地选择合适的天线结构。

在开始对天线概述之前,有必要对最后一个重要的主题进行简要的评述。读者可以回顾一下,矢量位的横向分量本身还是矢量,其方向为电流源在垂直于$\vec{r}$方向上的投影。该方向就是辐射位函数的极化方向。从式(5-2),可以明显看出位函数仅能作用在它们所指方向:$A \cdot dl=0$,此时两个矢量正交。一个天线仅能将功率发射到另一个与其同极化的天线。对于偶极子,这正好意味着水平发射天线只能将功率发射到水平接收天线,而不能发射到垂直接收天线。为了计算交叉极化引起的接收功率损耗,Friis方程中必须引入$\cos(\theta_{pol})$项,$\theta_{pol}$为绕天线间轴线旋转的夹角中值。视线范围内极化特性的认识相当重要,视线范围内可以合理假定接收信号与发射信号的极化相同。然而,室内或者室外复杂环境中,总功率的相当一部分经过一次或多次反射,由于反射率的差别,这些反射一般将会造成不可预见的极化轴旋转(详见第6章)。因而,室内信号的极化特性与原始发射信号的极化特性不可能非常类似,而且对其极化特性也不能有效控制。此外,移动终端用户,如便携式电脑用户或电话用户不可能将他们的装备反复调整,使其准确朝着某个方向。总之,在WLAN应用中,交叉极化通常只有很小的影响(40dB或60dB的线路损耗预算中只占几个分贝),而且系统用户不能预见或者控制它。因为这个原因,所以在天线应用中我们不需要过分专注于极化这个问题。

## 5.6 普通天线概述

### 5.6.1 半波偶极子

随着偶极子长度的增加，辐射电阻与固定峰值电流所对应的辐射功率增加，这使得天线更容易使用。然而，当天线的长度接近一个波长时，天线上的电流明显不能再看作是常数，因为天线不同部分的相位与激励电流或电压的相位一定不同。我们研究一个特别有趣的例子，偶极子的长度约为真空波长的一半，即 $\lambda/2$。

对于长偶极子，没有任何方法可使所有电荷在它的两端积累，也没有任何原因可造成这种情况。因此，我们可以假定偶极子是由中心驱动的两段直导线所构成（如图 5-17 所示）。那么电流在导线的末端一定为零，导线上的电流分布应该满足正弦分布，如图 5-17所示，这是一个看似可信且非常接近正确的推测。一旦确定了电流的分布形式，只需跟以前一样，对式(5-1)进行积分就可得到位函数分布和辐射方向图。然而，由于必须对一个函数进行积分而不是对一个常数，因此，那个积分相当复杂。鉴于积分计算有点费力并且它对理解问题别无益处，所有这里仅给出了计算结果，如式(5-41)所示：

$$\mathbf{A}=\hat{\mathbf{z}}\frac{\mu_0 I_m d\,e^{i(\omega t-kr)}}{2\pi^2\,r}\frac{1}{(\sin(\theta))^2}\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos(\theta)\right) \tag{5-41}$$

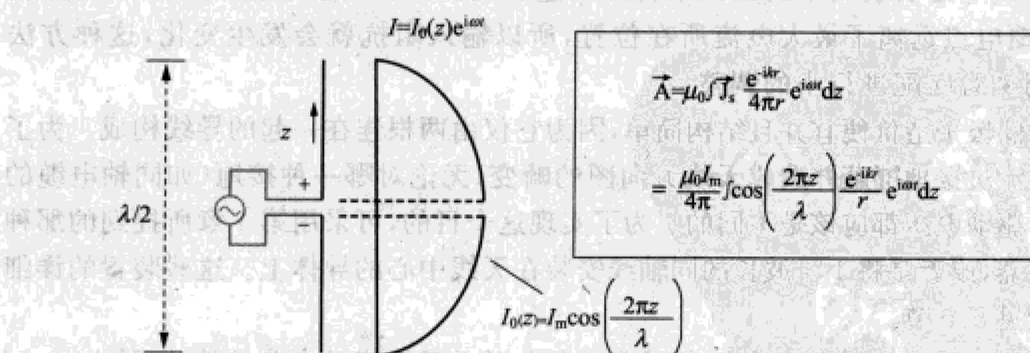



图 5-17 中心馈电的半波偶极子沿天线的电流分布，图中插入了计算电位的电流积分

这里，角度 $\theta$ 通常相对于偶极子的轴线定义，矢量位的方向为 $z$ 向。矢量位的横向分量可通过将矢量 $\vec{A}$ 与 $\sin(\theta)$ 相乘得到。通过式(5-15)和式(5-41)，就可得到辐射强度分布：

$$U=\left(\frac{\mu_0\omega k I_m^2 d^2}{8\pi^4}\right)\frac{\left(\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos(\theta)\right)\right)^2}{(\sin(\theta))^2} \tag{5-42}$$

它的辐射方向图表达式与理想偶极子的有相同形式[式(5-17)]，但稍有差别并且几何因子更复杂。图 5-18 给出了辐射方向图的垂直剖面（$E$ 面），虽然这个方向图与理想偶极子的方向图（如图 5-10 所示）相比，稍微有点扁平并且更偏向水平方向，但是两者非

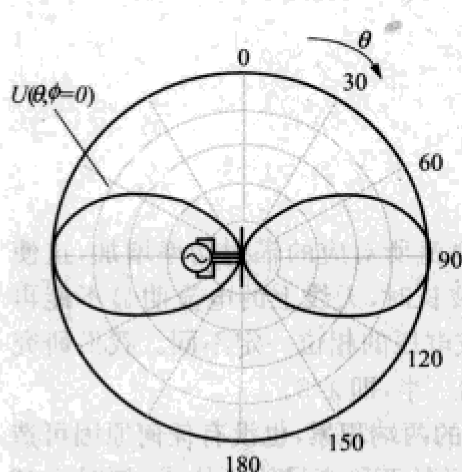



图5-18　理想偶极子的 $E$ 面辐射方向图

常类似。对辐射强度分布求积分就可以得到该天线的方向性，约为1.64dBi或2.2dBi。(dBi表示以理想各向同性天线作为参考，测量得到的天线增益分贝值。有时候也将理想半波偶极子作为参考来给出天线的性能，此时，增益的单位为dBd。)因理想偶极子方向性为1.8dBi，所以它的方向性仅超过理想偶极子很少一点；如果需要相当大的天线增益，半波偶极子就不再适合了。

由于多方面的原因，半波偶极子已成为一种非常普遍的天线。尽管从我们已经开展的工作来看，它并不突出(记得密室的那把万能钥匙吗?)但是半波天线接近谐振，也就是说，天线的输入电感和输入电容抵消而只留下输入实阻抗。输入实阻抗作为辐射电阻，它可以通过积分式(5-42)来计算；对于一个无限细的导线天线，这个值约为73Ω，对于有限直径的导线，这个值将稍微有所增加。因而，半波偶极子可以与75Ω的同轴电缆很好地匹配，即使对于50Ω的电缆，匹配也不会太差。实际中，可通过调节偶极子的长度或者在馈电处安装简单的匹配结构来调整匹配。如果偶极子稍微有点不对称馈电，由于馈电点远离了最大电流所在位置，所以输入阻抗就会发生变化，这种方法也可以用来对匹配进行小的调整。

半波偶极子造价便宜并且结构简单，因为它仅由两根连在一起的导线构成。为了避免电流流过接地屏蔽并造成天线方向图的畸变，无论对哪一种接地(如同轴电缆的遮蔽层)，驱动电压都应该是不同的。为了实现这个目的，可采用第4章所提到的那种巴伦变换器，或者是将1/4波长的同轴线安装在天线中心的导体上。这些装置的详细说明可参见5.9节。

半波偶极子也有很大的缺点，ISM和未授权的美国国家信息基础设施(Unlicensed National Information Infrastructure，UNII)的半波偶极子尺寸分别约为6.2cm和2.7cm。由于这些偶极子的尺寸太大而不适合将两片同时安装在PC卡上。半波偶极子也是窄带天线。例如，在较好的匹配下，用直径为0.005λ的导线做成的半波偶极子能达到13%的带宽。这个带宽对于2.4GHz～2.483GHz ISM频段的半波偶极子是足够的，但是对于整个UNII频段(5.2GHz～5.85GHz)的半波偶极子却是个极限值，并且对于双频段应用的半波偶极子，这更是非常不够。半波偶极子也不具有很好的方向性。天线尺寸的加倍(全波偶极子)可以使它增益稍微增加：$D_{max}\approx2.4$(3.8dBi)。为了使全波偶极子工作在谐振状态，就必须将它的长度稍微缩短(对于非常细的导线，其为0.9λ)，而且全波偶极子的输入阻抗在理想情况下是无限大，实际情况下它也非常大，因而，与半波而偶极子相比，它不便于使用。进一步增加它的长度，当长度超过一个波

长时并没有引起方向性的增大：辐射方向图的主瓣分裂和附加节点（零辐射功率所在方向）产生。

### 5.6.2 四分之一波长单极子

良导体接地平面起一面镜子的作用：接地平面上源感应电流所产生的净效应，与接地平面下符号相反的镜像源所产生的净效应相同。利用这个效应，通过将四分之一波长的导线与接地平面相结合，就可以制成一个天线，它在接地平面上方所有方向上的性能完全和半波偶极子一样：四分之一波长单极子（如图 5-19 所示）。

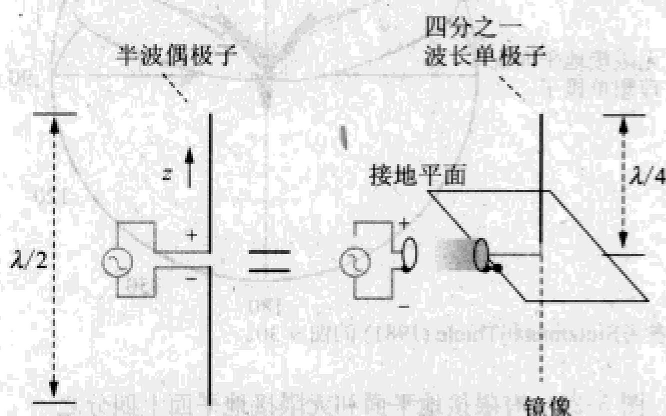



图 5-19 半波偶极子和等效四分之一单极子

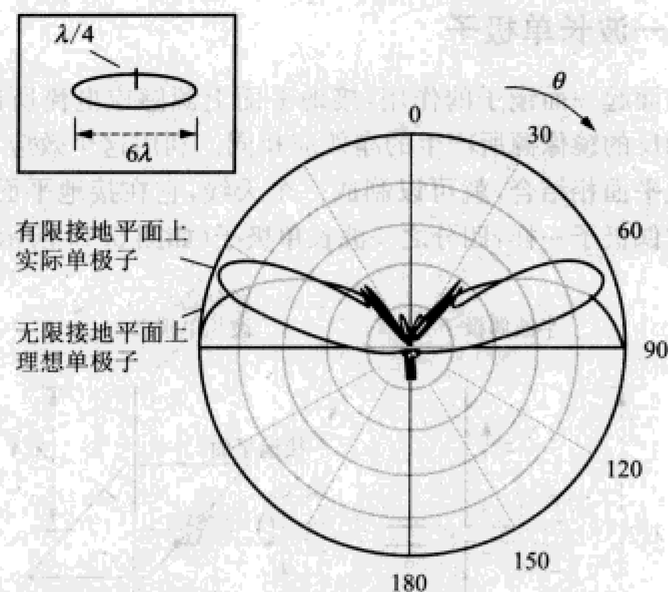
对于一个无限大理想接地平面，偶极子下方（$\theta>\pi/2$）没有辐射功率，因而在同样的峰值功率条件下，平均功率减少一半，而方向性则是半波偶极子的两倍（大约 5.3dB）。输入（辐射）阻抗则为半波偶极子的一半，因为在同样的峰值电流密度下总辐射功率减少一半。合成实阻抗约为 37Ω，可与 50Ω 的同轴线实现较好的匹配。经验性地微调它的长度可以用来优化匹配。单极子额外的优点是其本身就是不平衡馈电，这样就不需要采用巴伦变换器：电缆的中心导线与天线相连（或者，常将剥去外皮的电缆直接作为天线），并且同轴电缆的遮蔽层与接地平面相连。

实际有限尺寸的接地平面将导致辐射方向图在水平方向的辐射减少，同时一些辐射泄漏到接地平面以下。作为算例，文中将有限接地平面时天线的辐射方向图与理想情况进行了比较，如图 5-20 所示。UNII 频段（5.5GHz）的 6 波长大约为 33cm；尽管图 5-20中所示的接地平面尺寸适中，但在许多应用中还是因为太大而不实用。较小的接地平面将会导致辐射明显的泄漏在接地平面以下，并造成方向性减少，尽管此时还可以实现良好匹配。

### 5.6.3 折叠偶极子

半波偶极子的另一种常见变形是折叠偶极子，如图 5-21 所示。折叠偶极子是由空间上两个距离相近的平行偶极子构成，偶极子末端分别短接，这样就形成了两个四

分之一波长的传输线，只需将传输线的一边与信号源相连即可。本质上，它的辐射方向图和方向性与半波偶极子相同，但是它的输入阻抗大约是半波偶极子的四倍。




参考Stutzman和Thiele (1981) 的图 9-30。

图 5-20 有限接地平面和无限接地平面上四分之一波长单极子的辐射方向图(线性标度)

折叠偶极子可以看作是由一对不辐射的传输线和一对偶极子所构成(如图 5-22 所示)，这样我们就可以非常简单地对它进行分析。将信号电压的一半极性相反地接到传输线的两边，见图 5-22 中的左边，这样两个四分之一波长的传输线就被差分激励。然而，由于每个传输线的长度为 λ/4 且末端短路，因此传输线输入端的阻抗显然为无限大，并且传输线上没有电流。而实际中，由于传输线的电流非常小并且在远场抵消，因此传输线上的电压根本不产生辐射。

另外一半信号电压提供给合成偶极子，并将其连接到一对 1/4 波长传输线的起点上。合成偶极子的辐射特性本质上应该和单个偶极子相同，由于两个偶极子之间的距离小于一个波长，距离天线很远的观察者就无法知道电流位于哪个偶极子上面，因此，只有一半信号电压激励的那个半波偶极子上面存在电流。当把图 5-22 中左边和右边显示的电压加起来，就得到了图 5-21 中真正的外加电压：整个信号电压加在了传输线的左边，右边没有加任何电压。从输入端看，只有合成偶极子的的左手边存在电流：因此，它的电流小于等效半波偶极子的四分之一，相当于，它的输入阻抗大于等效半波偶极子的四倍，约为 280～300Ω。这个值便于与 300Ω 的扁平线匹配，因此，折叠偶极子常被作为电视或调频广播电台天线的一部分。

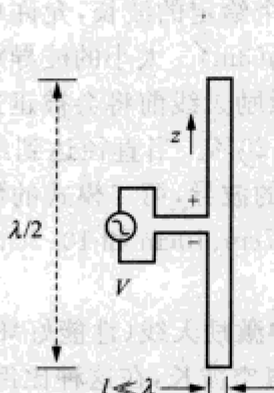



图 5-21 折叠偶极子

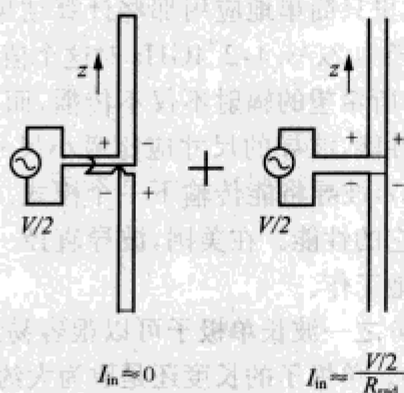



图 5-22 折叠偶极子可用传输线与偶极子的和来表示

## 5.6.4 波导天线

波导是一种均匀横截面的导电管路，它支持一种或多种沿它的轴线的传播模式（导波）。所有空波导都有截止频率，截止频率以下的波，由于波长太大而不适合在波导里面传输；当波沿着波导前进时，它将被指数衰减并且其幅度迅速下降。不同的传播模式（非常粗略的）用波导内的横向波长数来表征。大部分波导有一个频率范围，这个范围内，只能单模传输，通常也仅利用单模传输。当单个波导里面多模传输时，将会出现不愿看到的幅度畸变，因为不同模式传输速度略有不同，并且因而使得他们不能保持同相。

波导天线就是一端开口的波导。它是具有逐渐扩展场分布的喇叭天线的一种特殊情况，当将喇叭天线的开口端张开成较大直径时，可提高它的功率增益。波导天线在 WLAN 领域已得到普遍应用，因为它不仅可以提供合适的增益，而且利用存储食物用的普通铁罐就可简单制作。图 5-23给出了一种简单的波导天线。

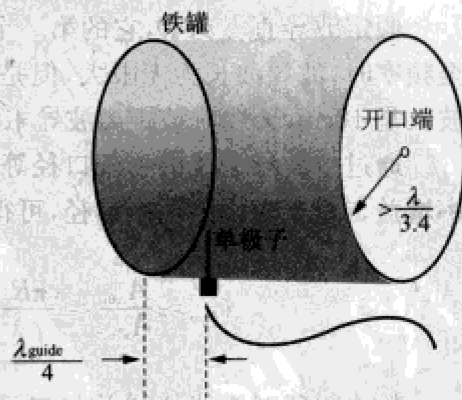



图 5-23 波导天线

为了保证有效地形成单模传输，波导的长度应该至少为一个波长，尽管波导壁就是一个有限损耗源，对于一个非常长的波导，它将会影响波导的性能，但是波导还是可以取较长的长度。波导波长要长于真空波长[见式(5-43)]。为了使波导里至少有一个传播模，波导的直径必须足够大。圆柱波导中的传播模式可以通过求解不同贝赛尔函数①的根得到。这种计

① 概略地讲，贝赛尔函数是圆柱类正弦函数和余弦函数。它们是振荡函数，在大宗量时幅度下降缓慢。更详细的说明可参见，例如 Advanced Engineering Mathematics. Wylie and Barrett. McGraw-Hill. 1982, Chapter 10。

算不多见，这里只简单地应用那些计算结果。对于一个给定的波长，允许单模传输的波导最小直径为 $2\lambda/3.4$；2.4GHz 时这个值约为 7.3cm(3in)。太小的波导将不能很好的工作，因为所希望的辐射不仅不传播，而且在到达激励天线前将会被迅速衰减。为了达到最佳性能，波导的尺寸应比最小尺寸大 10%～20%。当直径达到约 $2\lambda/2.6\approx 9.6$cm(3.8in)，波导将能传输下一个模式。对于较短的波导，第二模式的传输只是很小地降低了它的性能。在美国，波导直径一般取为 8.7cm、10cm 和 10.5cm，所有波导将能相当好地工作。

利用四分之一波长单极子可以很容易地制成一种激励天线(性能好坏，这得凭你的观点而定)。单极子的长度还是取为大约四分之一真空波长，在这种比例条件下，曲面波导壁与平坦接地平面无太大差别。那个天线需要偏移波导封闭反射端四分之一波导波长。因为这个偏移，偶极子通过波导的导电末端形成了镜像，它上面的电流与实际天线上的电流反向，两者相距半个波导波长。镜像偶极子辐射到真实天线所在位置时移相 180°，这样，(−1×−1=1)，两者同相。将偶极子辐射和它的镜像辐射叠加在一起，如果两者相距半个波长，那么偶极子和其镜像的辐射相互抵消，天线将会工作得非常差。波导波长 $\lambda_g$ 要长于真空波长，两者的比值是真空波长与 $\lambda_c$ 比值的函数，$\lambda_c$ 为这个模式所允许的最小波长。

对于这个模式

$$\frac{\lambda_g}{\lambda}=\frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \tag{5-43}$$

假定波导直径为 $D$，它的第一个模式的截至波长为 $3.4/2D$。当波导正好工作在截至频率时，波导波长为无限大，但是其迅速下降。对于一个直径为 10cm 的波导，波导波长是 18cm，天线应该距离波导末端 4.5cm。

通过令波导天线的物理口径等于有效口径，利用式(5-33)就可以粗略估计它的功率增益。对于允许的最小口径，可得

$$G_{par}\approx\frac{A_{can}}{A_{ideal}}=\frac{(\pi R_{can}{}^2)}{\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right)}=\frac{\left(\pi\left(\frac{\lambda}{3.4}\right)^2\right)}{\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right)}=\left(\frac{4\pi^2}{11.6}\right)\approx 5\text{dB} \tag{5-44}$$

较大口径时天线的增益与口径面积成线性比例。利用这种近似方法，一个 10cm 波导的功率增益约为 8dB。然而，由于波导有限尺寸的影响、波导壁的损耗以及天线连接中的损耗，因此实际功率增益将比那个值少 1dB 或 2dB。正如上文中所提到的，通过将波导的开放端张开，尽管增加了机械复杂性，但是可获得相当高的增益。然而，在许多 WLAN 应用中，4～5dB 的增益就足够了，而更高的增益将会对天线的指向精度提出要求，这将会造成不便。“Cantennas”能够成为一种有用的折中方案，它能以最小的费用来提高家里和办公室内的覆盖范围。

### 5.6.5 抛物面反射体天线

抛物面反射器(如图 5-24 所示)可以使焦点与经过焦点的口径面之间的距离为常数,因而相移也是常数。在每个 $\theta$ 角时,确定反射器从焦点到口径面之间的距离,并补偿距离上的变化,就可实现抛物面反射器的这个特点。因此,焦点上放置的任何信号源将(近似地)产生均匀平面波穿过那个口径。

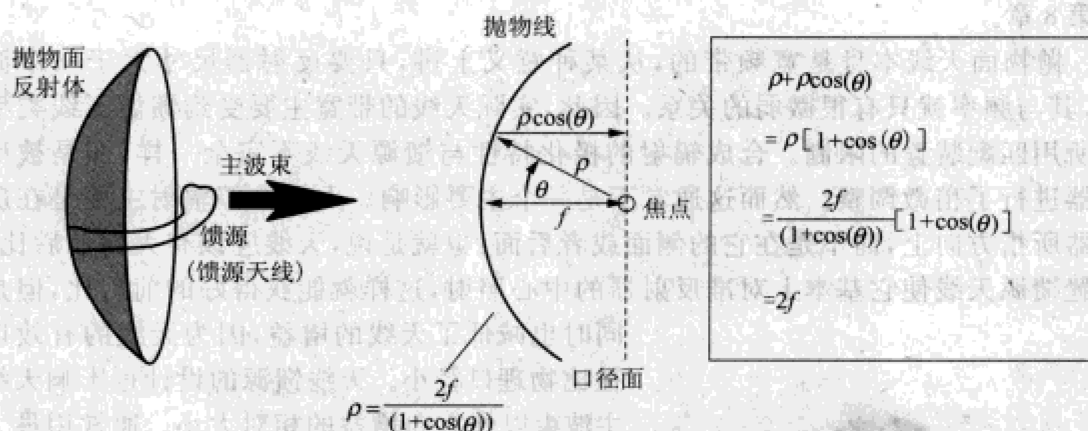



图 5-24 抛物面反射体天线和天线形状的描述

正如波导天线一样,通过令抛物面天线的有效口径等于口径面的物理面积,并且利用式(5-33),就能够粗略估计它的增益:

$$G_{par} \approx \frac{A_{par}}{A_{ideal}} = \frac{(\pi R_{par}^2)}{\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right)} = 4\pi^2\left(\frac{R}{\lambda}\right)^2 \tag{5-45}$$

然而,与波导天线不同的是,它的口径尺寸并不会受到模式尺寸的限制,而仅与实际天线可用尺寸、制造精度和天线造价有关。因而,抛物面反射体天线可获得很高的增益。基于天线的物理口径,采用式(5-45)对具有代表性的 ISM 和 UNII 天线的增益进行了预估,并将计算结果与测试结果进行了比较,见图 5-25。简单口径模型与测试结果的差别明显在 2~3dB 内,对于较大(相对于波长)反射面的天线,简单口径模型计算将变得更为准确。实际中,这种天线很容易达到 20~30dB 的增益。

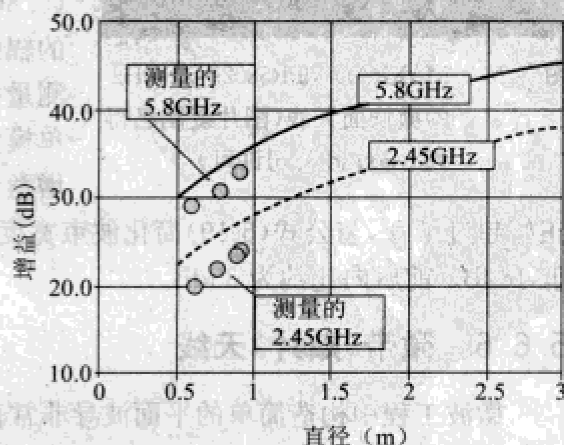



图 5-25 抛物面天线增益与直径的关系及 ISM 频段和UNII频段时基于口径尺寸的简单模型的计算结果与测量值的比较

利用这种高增益天线，即使在普通发射功率下，也有可能将通信线路延伸较远的距离(几十公里)。然而，天线高增益的代价是它的波束宽度狭窄[式(5-18)和式(5-19)]：增益为30dB的天线只有大约6.5°的波束宽度。为了利用天线的高增益，就需要它有极好的指向精度。这种高增益天线应用于移动装置是不现实的，它仅适用于固定的点对点通信。远距离通信线路的设置比较困难，而且天线安装需要非常平稳。大气条件也会使天线的狭窄波束发生偏斜。关于通信线路的详细论述详见第8章。

抛物面天线本身是宽频带的，从某种意义上讲，只要反射器尺寸大于一个波长，其与频率就只有很微弱的关系。因此，实际天线的带宽主要受到馈源天线类型与所用匹配装置的限制。合成辐射的极化特性与馈源天线不完全一样，而是被反射器进行了稍微调整。然而这通常不是一个主要影响。人们希望辐射主要是在反射器所指方向上，而不是在它的侧面或者后面；也就是说，天线应该有大的前后比。设置馈源天线使它基本上对准反射器的中心照射，这样就能获得好的前后比，但是同时也减低了天线的增益，因为天线的有效口径比物理口径小。天线馈源的设计也影响天线主波束以外方向增益的相对大小。通常用最大副波束峰值相对于主波束峰值来表示方向增益。



图5-26　MAXRAD MPR58029 5.8GHz的抛物面天线(图片复制已得到Maxrad公司许可)

利用导线格栅或金属条格栅制成的反射器，只要网格间距小于一个波长，它的增益性能几乎等于连续反射器的增益性能。这种格栅天线不仅能够提供高增益，而且可以大大减低风阻，更便于可靠地安装在户外装置上。

图5-26给出了一个实际的UNII频段(5.8GHz)抛物面天线，图5-27相应地给出了它的辐射方向图。这个天线的直径为61cm，并且测量的功率增益为29dBi，仅略低于式(5-45)简单模型的预估值31dB。3dB波束宽度(在方向性增益低于最大值3dB的位置测得的方向角宽度)正好超过了5°，与公式(5-19)简化波束宽度的估计值一致。最大副波束比主波束增益低18dB。前后向比约为35dB。

### 5.6.6　微带(贴片)天线

微波工程中构造简单的平面波导非常普遍，它通过将狭窄的导电带放置在电介质层上，然后再将电介质层放置在接地平面来构成。这种结构称为微带。介质厚度远小于所关心的波长。

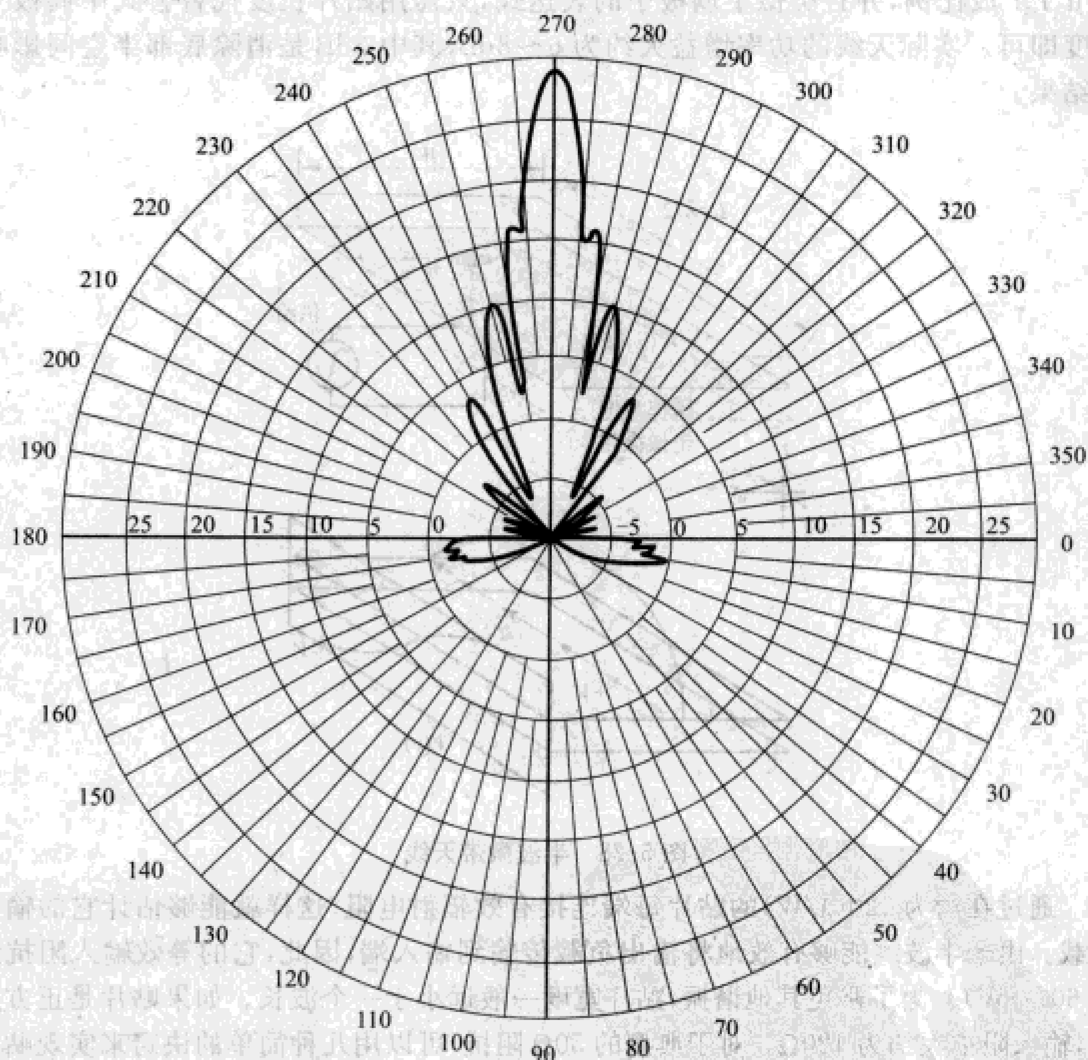



图5-27 MAXRAD MPR58029 5.8GHz 抛物面天线方向图的测量结果(水平面);径向坐标采用 dBi(图片复制已得到 Maxrad 公司许可)

微带波导半个波长时谐振:电感和电容抵消。当辐射不存在时,微带线末端开路出现在输入端。实际中,由于电流在末端结束,因此顶部带上的电流和接地平面上的电流并不完全抵消,从而有很大的辐射来自微带的谐振片,这时微带起天线作用(如图 5-28所示)。为了补偿贴片末端的边缘效应,实际中,优化的贴片长度略小于半个波长。

无限大接地平面的贴片天线就像理想单极子一样,将不向接地平面以下辐射能量,实际的贴片天线有非常小的背部辐射。由对称分析可知,贴片天线的辐射方向图在靠近接地平面的方向上也一定为零,在这个方向上,微带和镜像上的所有电流与观察点的距离相等,产生的作用抵消。因此,微带天线辐射主要指向垂直于电路平面的方向。辐射方向图的详细计算稍微有点复杂,但是最大辐射强度与

$\omega k\,\mu_0 I_m^2 t^2$成比例，并且类似于偶极子的表达式，只需用贴片长度代替公式中偶极子长度即可。实际天线的功率增益大约为 6～8dB，其中 3dB 是消除底部半空间影响的结果。

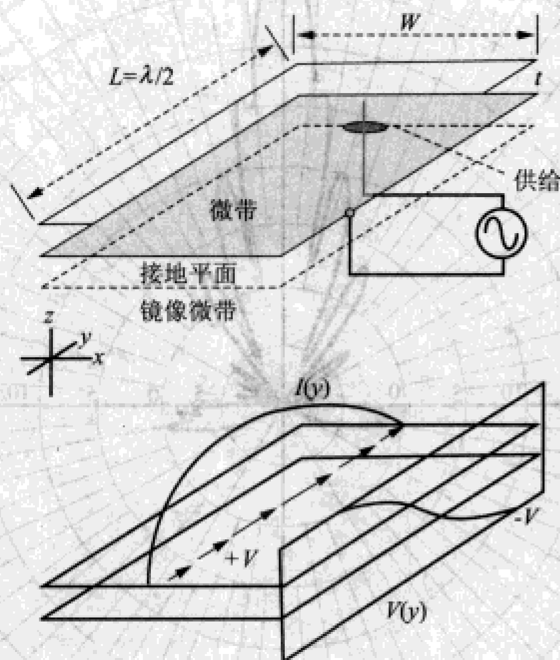



图 5-28　半波微带天线

通过在约为 120(λ/W)的贴片每端连接有效辐射电阻，这样就能够估计它的输入负载。由于半波线能够有效地将输出负载传输到输入端，因此，它的等效输入阻抗约为 60(λ/W)。为了避免其他谐振，贴片宽度一般远小于一个波长。如果贴片是正方形的，输入阻抗大约为 120Ω。对于典型的 50Ω 阻抗，可以用几种简单的诀窍来实现贴片与接入微带线之间的匹配。例如，可以将馈电点稍微移开贴片边缘一点，如图 5-28 所示：随着馈电点朝着贴片中心移动，由于局部电流 $I(y)$相对于局部电压增加，所以输入阻抗下降。另一种可以采用的技术是，用一小截阻抗不同的微带线作为四分之一波长变换器。在电介质上形成的平面电路中，两种技术都很容易实现。注意，谐振结构的应用意味着微带天线一般只有狭窄带宽。

贴片天线的特殊应用很少是因为它所具备的特性，而不是因为它容易制作。贴片天线可以用照相平板印刷技术在平面衬底上制作而成，印制电路板制作就是采用的这种技术。成批处理这类型贴片，就可以制成一个含匹配结构和馈电线路在内的贴片天线阵，它的制作和单个贴片的制作一样容易，图 5-29 给出了一个简单的例子。图中加宽了的短馈线用于在每个馈线分支处无反射地等分信号，另一种块状短馈线是用来匹配贴片阻抗的变换器。从输入端到每个贴片之间设置的馈线的长度保证相等，因而所有贴片均被同相驱动。这样一种天线阵就提供了一种近似均匀平面波(虽然存在结构元件引起的微扰)，是一种高增益的方向天线。

制作这样一种大型天线阵，绝对有必要将馈线损耗降到最小。典型应用的材料为高导电率的铝接地平面、铜馈线和低损耗电介质，如聚四氟乙烯或它的变体。天线极化可通过倾斜贴片来调整，为了产生圆极化，可用短馈线实现 90°相移，并在正方形贴片两边进行馈电。如果需要对副波束的方向性、形状以及指向进行折中处理，那么可以通过曲折馈线，实现对同相位小的扰动。所有这些结构上的改动对它的造价很少有影响，甚至没有影响。

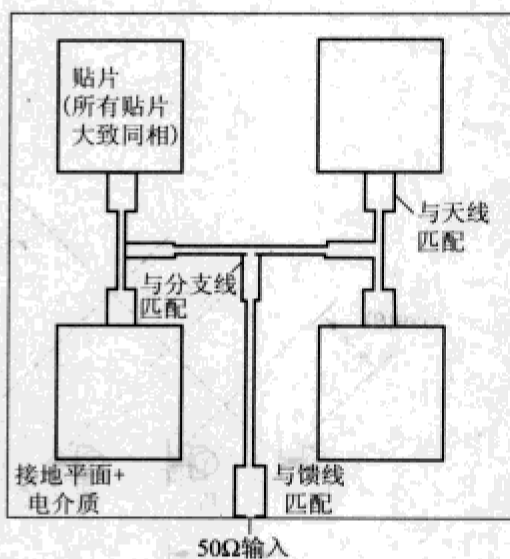



图 5-29　简单的贴片天线阵

几十个贴片的微带天线阵制作容易并且造价便宜，实际功率增益可达 10～20dB。天线阵能用赋形天线罩进行封装，它的结构结实便于处理和安装。虽然它的副瓣压缩和前后比（典型值分别是大约 10dB 和 20dB）与相应的抛物面反射体天线相比并不好，但是它造价低、功能多、制作简单，这些使它成为室内应用中令人心动的选择。

### 5.6.7　相控阵天线

图 5-29 所示的贴片天线阵归属于一类重要天线，这类天线称为相控阵天线。相控阵天线由一组相同或近似相同的天线构成，并且这些天线的激励相位已知，激励幅度通常大致相等。天线辐射方向图可由单个阵元辐射方向图乘以一个因子得到，这个因子由天线单元的相对相位和幅度引起，称为*阵因子*。简单的等间距线阵的阵因子定义如图 5-30 所示。当给出许多独立天线时，阵因子通常对天线的方向性起主要影响。

最简单的情形（仅详细分析这一种情形）是所有阵元的幅度 $|V_i|$ 相等，相邻阵元的激励相位相差一个常数：$V_{i+1}=e^{i\alpha}V_i$。这种情形中，激励电压可从它们的和中提出，并且阵因子可采用一种更容易处理的形式：

$$AF(\theta)=|V_i|\sum_{n=0}^{N-1}e^{in(ks\cos(\theta)+\alpha)}=|V_i|\sum_{n=0}^{N-1}e^{in(\psi)},\quad 其中\quad \psi=ks\cos(\theta)+\alpha \tag{5-46}$$

阵因子由天线间距（用波长归一化）、观察角和阵元间的相位偏移量决定。对于简单的三元阵，当阵元间距分别为四分之一波长和半波长时，图 5-31 和图 5-32 分别给出了阵因子的计算结果。当方向图明显与天线阵轴线垂直时（图 5-31 或图 5-32 中，$\alpha=0$），一般称这种方向图为*垂射方向图*。当方向图沿着天线阵轴线时（图 5-32，$\alpha=\pi$），称这种方向图为*端射阵*。通过调整阵元相对相位和间距能够产生多种方向图，并且随之天线阵的波束宽度和相对于天线阵的指向也发生变化。

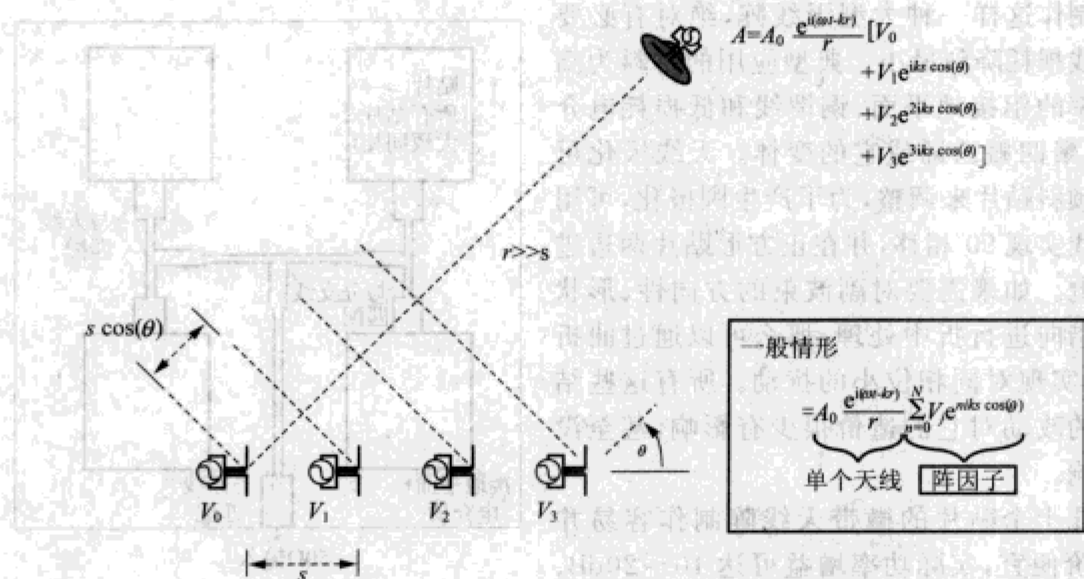



图 5-30 相同天线构成的天线阵的辐射可用单个天线辐射与阵因子的乘积来表示

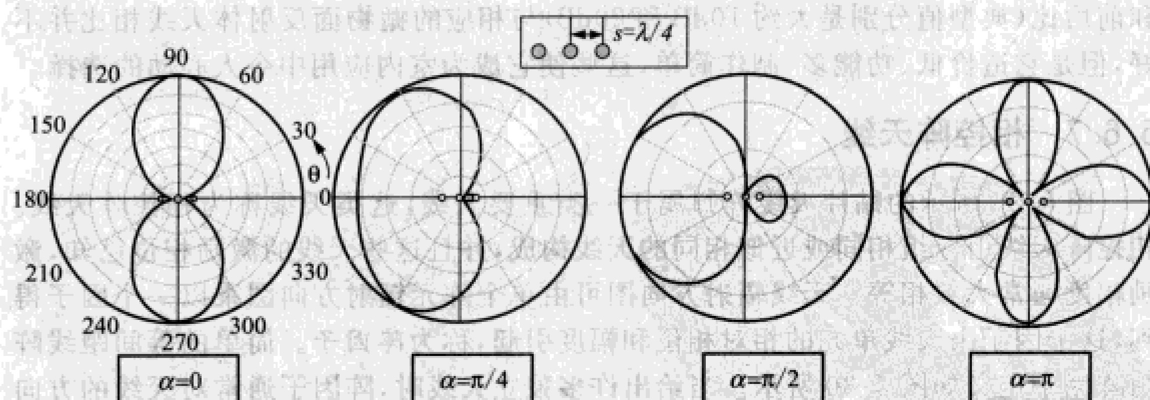



图 5-31 间距为 λ/4 的三阵元天线阵，阵元间取不同相位偏移量时的阵因子；天线阵的指向显示在每个方向图的中心

天线阵所能产生的结果使它显得非常强大，但也使人感到困惑。为了分析天线阵可能够产生的结果以及如何产生那种结果，对于每种阵元数的天线阵，似乎需要对每个阵元空间和相移单独进行计算。幸运地是，在少量中间过程的帮助下，阵因子特性的系统研究可以辅以图形说明来完成。

首先，注意式(5-46)给出的阵因子表达式，它正好是一个几何级数，即，级数形式为$(1+x+x^2+x^3+\cdots)$。这种级数容易求和，可得：

$$\sum_{n=0}^{N-1} x^n = \frac{x^N - 1}{x - 1} \tag{5-47}$$

将这个公式应用于阵因子表达式，可得

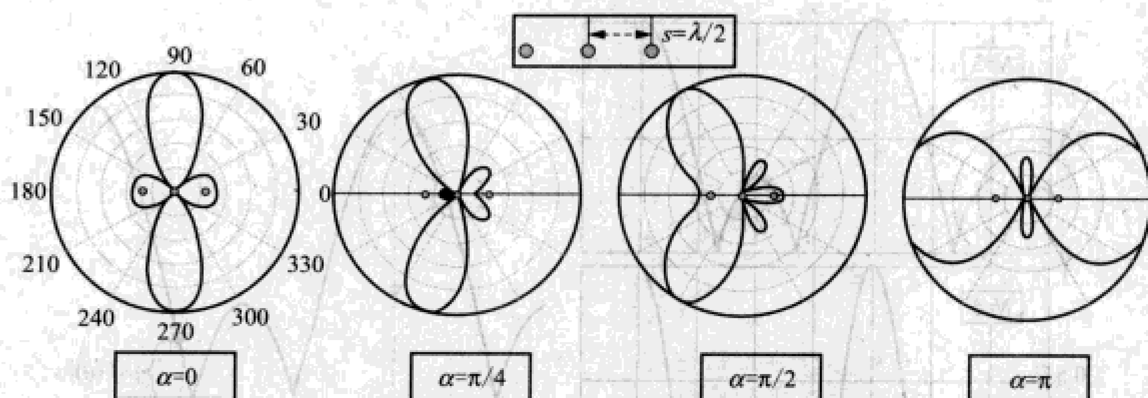



图 5-32 间距为 λ/2 的三阵元天线阵，阵元间取不同相位偏移量时的阵因子；天线阵的指向显示在每个方向图的中心

$$AF(\psi)=V\sum_{n=0}^{N-1}\left(\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\psi)}\right)^{n}=V\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}N\psi}-1}{\mathrm{e}^{\mathrm{i}\psi}-1}=V\mathrm{e}^{\mathrm{i}[N-1]\frac{\psi}{2}}\frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \tag{5-48}$$

因为阵因子的绝对相位通常并不重要(除非是将多个天线阵组合在一起)，所以可将其忽略。表达式可简化为：

$$AF(\psi)=V\frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \tag{5-49}$$

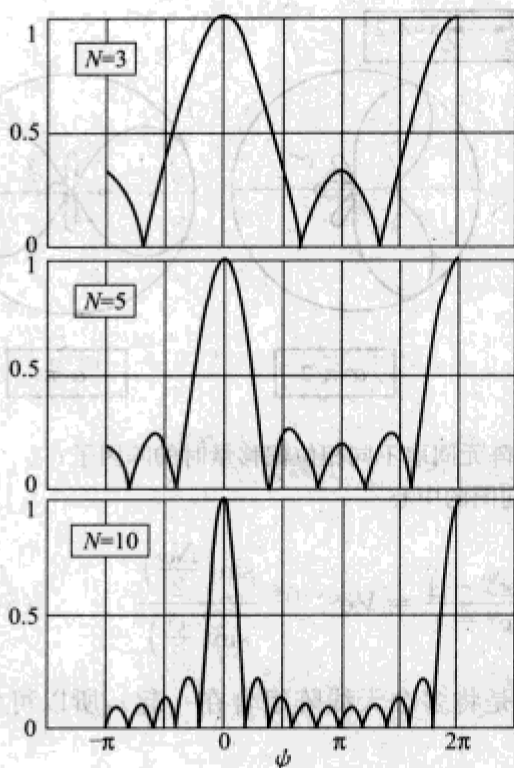
对于 3 个、5 个和 10 个阵元的天线阵，图 5-33 给出了广义阵因子随 $\psi$ 变化的一些计算结果。

阵因子是 $\psi$ 的周期函数，周期为 $2\pi$。每个周期内有 $(N-1)$ 个波瓣：一个大波瓣和 $(N-2)$ 个小波瓣。大波瓣的宽度为 $4\pi/N$，最小波瓣的宽度是其一半。随着 $N$ 增大，副瓣幅度相对于主瓣幅度减低，但是当阵元数很大时，这种关系变弱：当 $N=5$ 时，第一副瓣的幅度比主瓣低 12dB；但是对于非常大的 $N$，这个值为 13dB。

现在我们已对阵因子和它的特性有点熟悉，但仅仅是通过那个相当模糊的变量 $\psi$，而不是通过物理量阵间距 $s$、角度 $\theta$ 和相移 $\alpha$。尽管通过式(5-46)可以实现数值转换，但用图形来实现这个转换可以获得更直观的理解。

图 5-34 给出了这种构造方法。阵因子曲线的下方放置一个圆，其半径为传播相移 $ks$。圆心所在位置为 $\psi=0$ 的轴线偏移了一个激励相位偏移量 $\alpha$。通过在与水平方向成 $\theta$ 角的方向上绘制画圆周半径来确定 $\psi$ 值，这样，阵因子作为观察角 $\theta$ 的函数可被得到。

现在可以得出一些关于方向图特性的一般性结论。当归一化阵元间距 $ks$ 增加时，圆周变大。这意味着方向图内含有更多波瓣，并且每个波瓣在 $\theta$ 角内变窄。如果间距太大，圆周内不止包含一个主瓣，并且方向性减低。调整偏移量 $\alpha$，使圆周向左或向右滑动，从而改变了主瓣的角度。相位偏移量 $\alpha$ 控制主瓣。



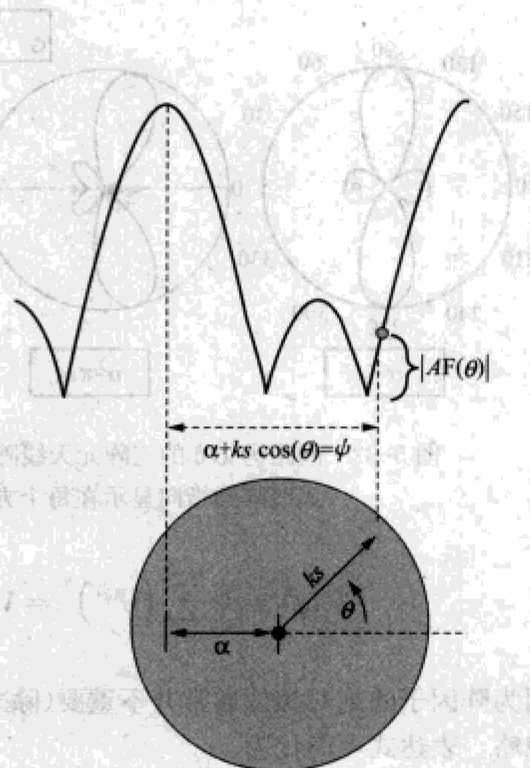




图 5-33　阵因子随 $\psi$ 的变化　　　　图 5-34　推导 $AF(\theta)$

图 5-35 给出了一些应用构造法的例子，说明了前面图 5-31 和图 5-32 中所画的一些方向图的由来。

随着这些准备工作的完成，现在我们能够考虑几种类型的天线，每种天线都是由单个天线所构成的天线阵。

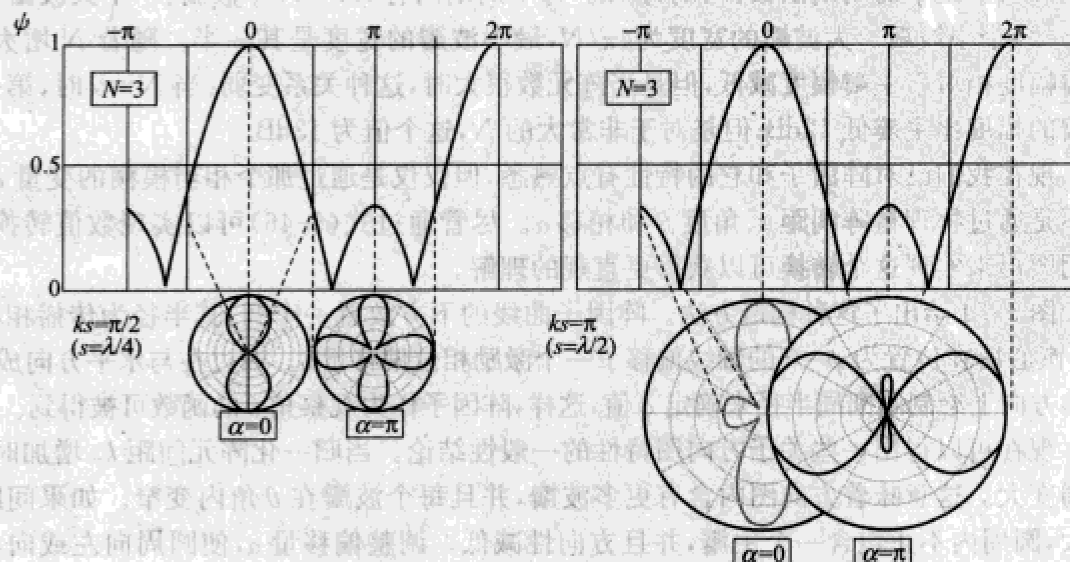



图 5-35　当 $N=3$ 且在不同空间和相位偏移量时，由 $AF(\psi)$ 推导 $AF(\theta)$

### 5.6.8 方位各向同性天线

在半波偶极子的讨论中，我们注意到那种天线的方向性相当低，只有 2.2dBi。将偶极子的长度加长到一个波长，虽然能提高几个分贝的增益，但代价是输入匹配变差以及天线对频率的依赖性增强。当偶极子长度大于一个波长时，随着方向图内额外波瓣的增加，它的方向性降低。由于地表(局部)是平坦的，因此这一切相当不幸：在所有应用中，希望覆盖到的区域基本上在天线的水平面内，因此偶极子方向图方位对称令人渴望，但是它向顶点和最低点辐射的相当大一部分能量又被浪费了。

为了满足这个需要，我们可以采用简单的偶极子天线阵来构造一种方位各向同性且垂直方向的天线。(为了避免这个领域的人们混淆，那些天线通常被称为各向同性天线——仅指 $H$ 面方向图——尽管它们有非常高的方向性而且并不是在所有方向各向同性。)利用数段导线，并用短电感将它们隔离就可制成天线阵，短电感可以提供相位延迟但是并不产生辐射，因为线圈两边上反向电流所产生的作用相互抵消(如图 5-36所示)。假定电感是理想延迟单元，并且采用三元偶极子天线阵辐射[乘以每个偶极子的 $\sin(\theta)$项]，经简单模拟后，辐射方向图显示在图 5-36 中。利用方向图的半功率波束宽度，能够估计该天线的方向性约为 6.6dBi。测量得到该天线的半功率波束宽度为 20°，对应的功率增益约为 7.5dBi。

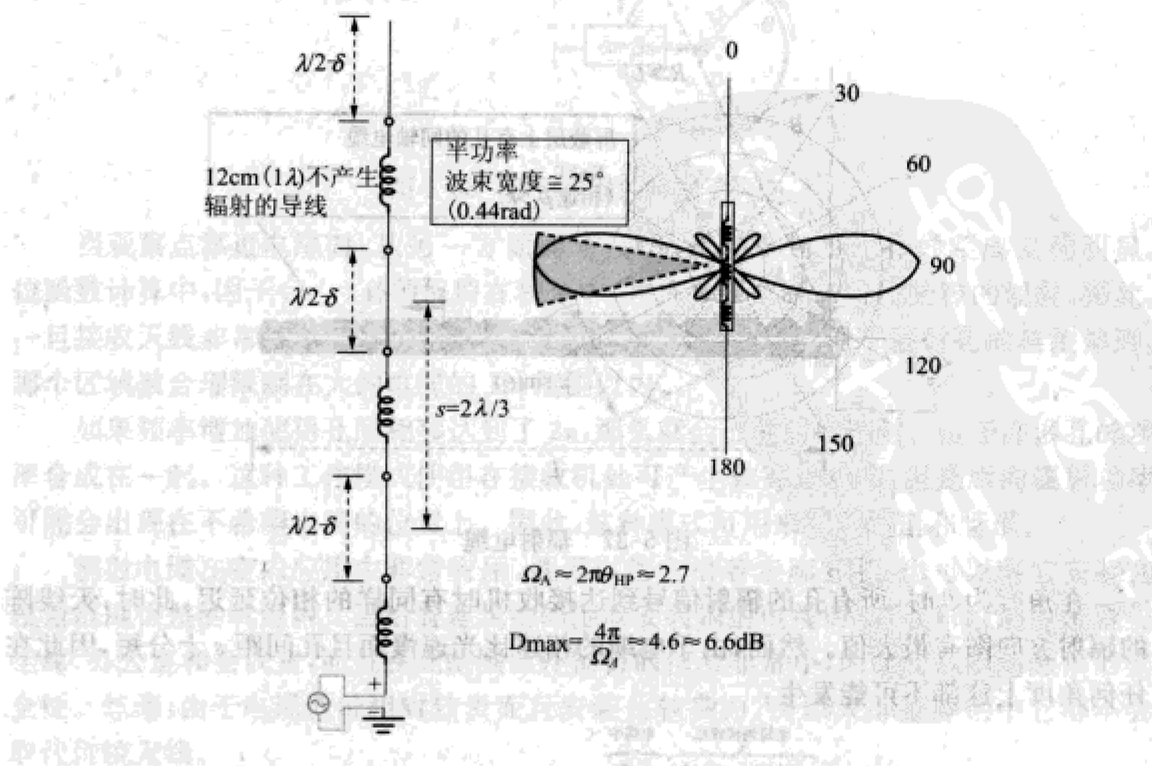



图 5-36 可提供“各向同性”的垂直天线阵，它在水平面内具有高的方向增益；辐射方向图是基于三阵元阵因子进行模拟的

三阵元以上的天线阵可提供额外的方向性，尽管高于10dBi增益的天线，其波束十分狭窄，致使附近的客户端稍微偏离天线高度就不能得到很好的服务。但是各向同性天线在室外与室内应用中十分普遍，例如，覆盖范围限制在建筑物的单个楼层内就是室内应用。

## 5.6.9　辐射电缆

阵列天线概念的另一种有趣的应用是一种称为辐射电缆的结构，尽管其与应用频率相关，但是将其称为无辐射电缆可能更为合适。有完整屏蔽层的同轴电缆本质上能够实现良好的电流抵消，从而不产生辐射。然而，如果屏蔽层上有孔，屏蔽层的每个缺陷将扮演小天线的角色。如果这些孔对电缆内信号的传输并不过度干扰，那么它们就可以看作是一个天线阵，每个孔的激励相位由电缆内波的相速决定，介质填充电缆内波的相速总是小于光速。图5-37对这种情形进行了示意性的说明。

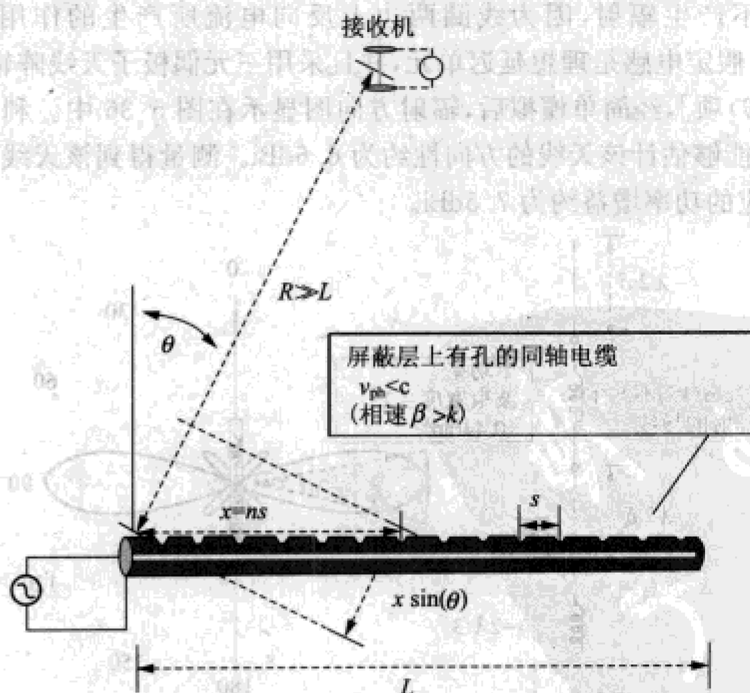



图5-37　辐射电缆

在角度为 $\theta$ 时，所有孔的辐射信号到达接收机时有同样的相位延迟，此时，天线阵的辐射方向图有最大值。然而，由于电缆的相速比光速慢而且孔间距 $s$ 十分短，因此在任何角度上这都不可能发生：

$$\text{来自孔 } n: \overbrace{e^{-jk(R-ns\sin(\theta))}}^{\text{电缆到接收机}}\overbrace{e^{-j\beta ns}}^{\text{电缆中}}$$

$$=e^{-jkR}\left[e^{-js(\beta-k\sin(\theta))}\right]^{n}$$

$$(\beta-k\sin(\theta))=0 \Rightarrow \text{所有孔同相}$$

$$\boxed{\text{当 } \beta > k \text{ 时不可能}} \tag{5-50}$$

(如果 $s$ 足够大,换言之,如果波长足够小,都有可能使相邻孔之间的相移在某一角度上为 $2\pi$,这与它们之间相移为 0 时产生的效果相同。)利用阵因子构造法,也可以得到同样的结论,如图 5-38 所示。如果电缆内的相速比真空内的慢,那么 $\beta > k$。因此,圆心的偏移量 $\beta s$ 总是大于圆周的半径 $ks$。对于大阵元数 $N$,主瓣非常狭窄,并且对于任意角度圆周总是在它的外面,因而没有主波束。

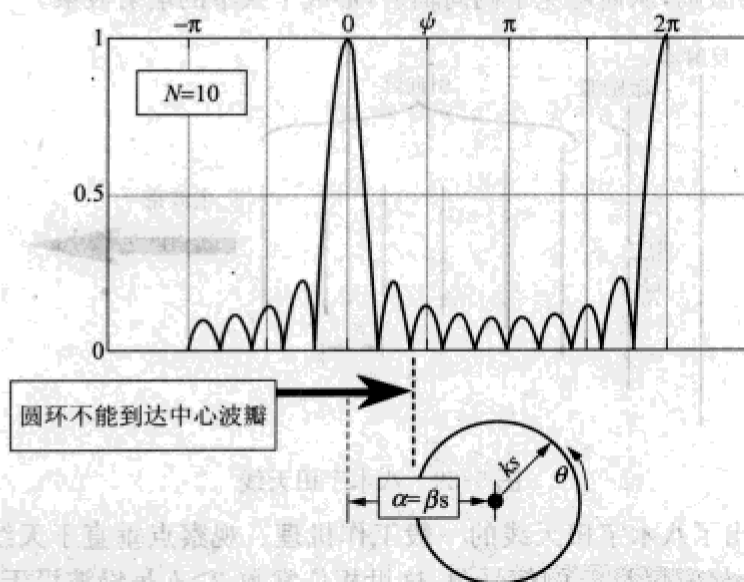



图 5-38 辐射电缆的阵因子构造

当观察点靠近电缆时,从另一方面而言,就是观察点到每个孔的距离变化明显。位函数计算中,因子 $(1/r)$ 必须保留在积分中,并且必须抑制来自远处源的辐射,因此,一旦接收天线非常靠近电缆时,就得防止场的抵消。实际中,对于辐射孔的典型排列,那个区域被合理限制在大约电缆的 1m 范围以内。

如果频率增加使得孔间相移达到了 $2\pi$,那么就会出现后向辐射。由于许多孔的功率合成在一起。这种工作模式使得在接收机处可产生较高的功率,但是后向辐射功率可能会出现在不希望出现的位置上。因此,这种模式可用来覆盖隧道和管道。

辐射电缆在室内应用中非常有用,既可以将它沿着走廊安装,也可以将它安装在覆盖范围很差的坑道内。当沿着建筑物的围墙安装辐射电缆时,不仅可以局部地覆盖走廊、办公室和会议室,而且在此范围以外辐射的信号非常小,因此可以提高通信的安全性。然而,由于电缆造价相对较贵而且安装比较费力,所以大部分应用中它都不会取代传统天线。

### 5.6.10 八木宇田天线

八木宇田天线是一种线天线,通常简称八木天线,它制作简单(尽管设计并不简

单)并且能获得很高的方向性。图 5-39 给出了一种简单的八木宇田天线结构。实际上,只有一个阵元被外部信号源所激励,这个阵元就是天线的驱动器。驱动器常常是偶极子或折叠偶极子。反射器靠近驱动器并且阵元长度比驱动器略长,它可使驱动器的方向图向引向阵方向适度偏移。如果引向器的位置和长度选择合适,那么大量的引向器就可以产生较高的增益,增益可达 17~20dB。引向阵可以看作是一种波导,它支持电流波传播且速度比自由空间的光速要慢。类似辐射波导,八木宇田天线利用慢行波作为天线阵的激励,从而避免了侧向辐射,形成了狭窄的端射波束。

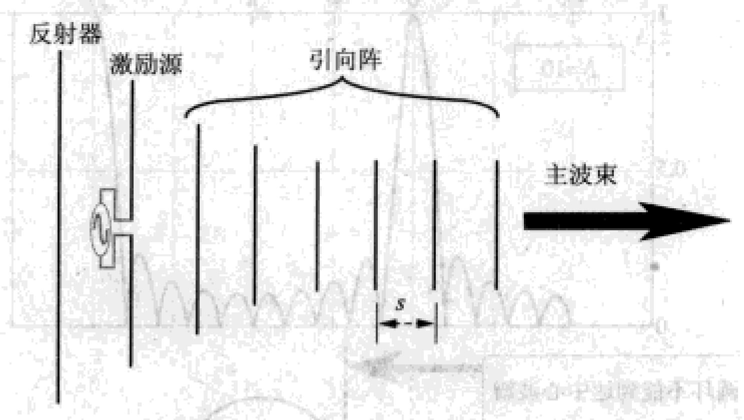



图 5-39　八木宇田天线

图 5-40 给出了八木宇田天线的一般工作机理。观察点垂直于天线阵的轴线,每个阵元就是一个相位相差 $\beta s$ 的信号源,这里相位常数 $\beta>k$ 是慢波沿天线阵传播的特性。正如辐射电缆一样,每个阵元的贡献在远离轴线的任何方向都不会同相相加,因而只有很少的能量远离它的轴线而辐射。(如果天线是由图中所示的导线构成,那么每根导线的方向图将在它轴线内有个节点,从而对方向性有 2dB 的贡献。然而,八木宇田天线也可以由环形阵元构成,环形阵元与长偶极子相比,有较小的方向性。)沿轴线,一个阵元到下个阵元的相移与慢波和未扰动波的相位常数之差成比例。因而,尽管所有阵元的贡献并不完全同相,但是总电位将随着引向器的增加而持续增长,直到积累了足够的相移使得来自下一个反射器的电位垂直于上述贡献的和。

阵元上电流的相互作用造成了天线阵上波的传播,由于没有简单的解析方法可以预测天线阵上波的传播相速,所以八木宇田天线的设计复杂。有必要在明确考虑阵元厚度以及导体安装条或安装杆的影响下,依据自身电流分布进行数值模拟。然而,这样的计算结果已被广泛用作设计图表,对于特定的阵元配置与工作频率,这些图表详细地说明了优化参数,因此靠运气进行天线设计是不可行的。

八木宇田天线可以从许多经销商那里买到。ISM 和 UNII 频段的天线尺寸在室外应用中相当方便,并且其制作便宜、坚固耐用。然而,八木宇田天线的典型带宽只有百分之几,而且它的结构也不适合宽频带和多频带应用。为了减小风阻,经常将八木宇田天线放入塑料罩内(而且这可使其美观,因为大部分人不愿将八木宇田天线细长的结构作为一个特点来吸引他们邻居)。

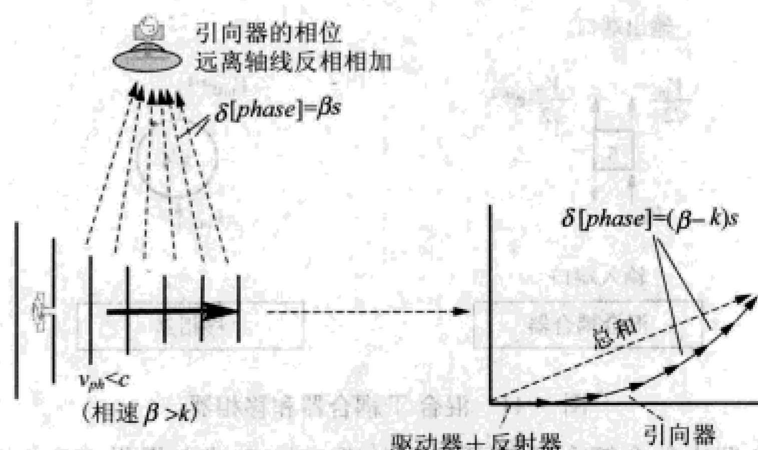



图 5-40 八木宇田天线的工作原理

## 5.6.11 自适应天线阵

到目前为止，本章分析的所有天线都有一个固定的辐射方向图：例如，抛物面天线沿着它的轴线辐射，如果希望它能沿着不同的轴线辐射，那么就必须移动天线。然而，从 5.6.7 节天线阵的讨论可知，如果能够电子调节阵元间的相移 $\alpha$，那么即使阵元本身固定，也可以对合成方向图的方向和宽度进行调整。

多值相位偏移量的实现有多种方法。一些方法可提供有限种相移值，因此只能产生有限种波束指向，特定的输入或输出信号可以通过电子控制从一种状态转换到另一种状态。其他方法采用了模拟或数字移相，能够实现对天线方向图的连续调整，但是实现和校准更为复杂。

第一种方法是在无线电设备和天线阵之间采用了移相网络。一种方便的移相网络叫作 Butler 矩阵。Butler 矩阵由两个单元构成：固定移相器和混合 T 耦合器（如图 5-41所示）。移相器可在信号内简单地引入一个相移量，而且对于窄带应用，它可通过加长一点微带传输线的长度来实现。耦合器有点微妙：它将一个端口上的输入信号从两个输出端口输出，两个端口之间的相移为$\pi/2$，并且没有信号反射或出现在其他输入端口上。耦合器的工作过程对称并且可逆，因而任何输入端口都可耦合能量到其余三个端口中的两个，并且输出信号的相移为$\pi/2$。耦合器可以用微带结构在电路板上实现，也可基于空波导实现。

利用这些单元可构成一种简单的 Butler 矩阵，见图 5-42。为了驱动四个天线，采用了两对耦合器。第一级耦合器由两个混合 T 耦合器组成，它们的输出信号交叉送给另一对耦合器，最外面输出信号的相移依次相差$\pi/4$。（注意，为了使这个方案可以工作，当在电路板上制作时，矩阵内垂直连线与交叉连线的实际长度必须相等，因而为了成功实施，需要集中注意力布线。）

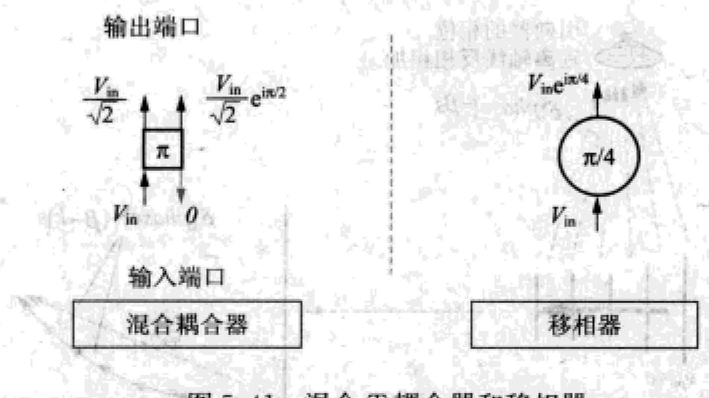



图 5-41　混合 T 耦合器和移相器

第二对耦合器中每个耦合器都可在它的两个输出端上提供 0 和π/2的附加相移。通过跟踪图中信号相位的变化，读者可以证明端口 1 的输入信号可以在相邻输出天线间产生π/4的附加相移。因而，从端口 1 输入信号，天线阵表现为 $\alpha=\pi/4$的相移。然而，从临近的 2 端口输入信号可以使相邻天线间产生5π/4的相移。事实上，直到7π/4的所有π/4奇数倍相移都可利用。这个简单的 Butler 矩阵可提供 4 种相移，因而四阵元天线阵最终可提供四种指向。天线阵的方向图可利用 5.6.7 节阵因子构造法进行估计。采用更多阵元和更多级数，就可以构建更大的天线阵，一般对于 $N$ 个天线，$(2m-1)\pi/N$(其中 $m=1$ 至 $N$)的相移可以利用。因而，从本质上而言，对于大型天线阵，0 到 2π 之间的所有相移都可利用。第 8 章研究了一种 $N=16$ 的自适应 WLAN 天线阵。

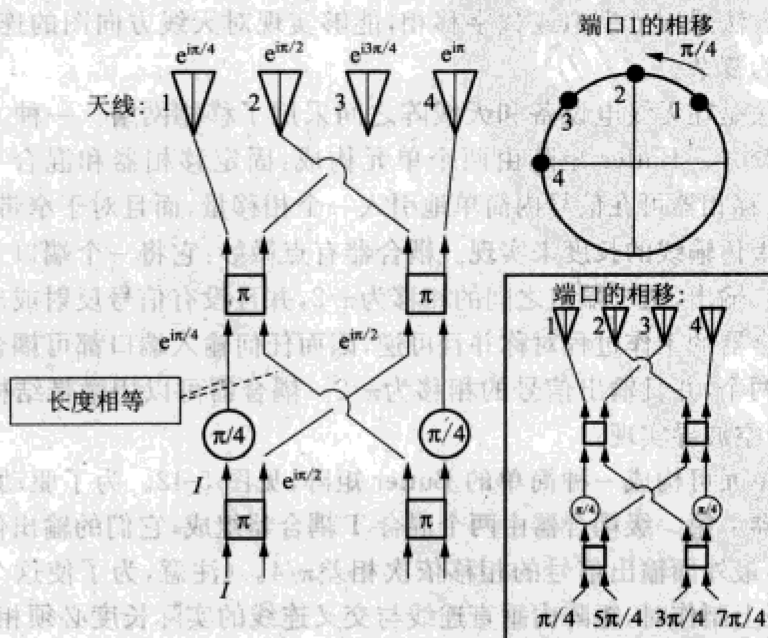



图 5-42　四阵元 Buttler 矩阵

一个完整配置的天线阵可以采用模拟移相网络来构成(它也包括幅度调整;本例子中,整体称为矢量调制器),这种方案如图 5-43 左边所示。由于元件温度特性的变化,使得由这些天线构成的大型天线阵在高频时保持相对相位,对设计师而言具有很大的挑战,一种可供选择的方案就是构建自适应天线阵,随着无线通信芯片价格的下跌,这种方案变得更为实际。自适应天线阵执行数字移相,并且每个天线都可为单片无线电芯片提供基带信号(它接近零频并且便于传输)。无线电设备里的合成器相对于单个参考振荡器必须锁相,这又一次具有实际意义,因为只有兆赫范围内的信号才能提供给天线阵。

自适应天线阵,无论是图 5-42 所示的那种开关类型,还是图 5-43 所示的那种灵活类型,它们在 WLAN(和其他无线)系统中都有潜在价值。自适应天线在那些不能采用固定高增益天线的应用中,可提供很大的方向性,如便携式或移动设备。指向错误可以通过自适应算法纠正,因而用户不需要保持准确定位。合成功率增益既可以延伸通信距离也可用来减少发射功率(或同时兼顾两者)。高增益天线的应用可使需要它的地方辐射较多,而不需要它的地方则辐射较少,当每个用户处于其他相邻用户位置上时,这样可以全面减少干扰负担。自适应天线阵也可用来抗干扰,它将零方向增益所在角度(节点)指向干扰机,同时将高方向增益指向所希望的客户端或接入点。自适应天线阵还能用来增加特定区域内 WLAN 的能力,它将特定区域分成数个方向,每个方向为单独的无线通信线路提供服务。(这种功能也可以用一组固定的方向扇形天线来实现,并且扇区之间采用自适应数字后端处理进行切换。这种方案广泛应用于蜂窝技术中。)自适应天线阵仅在一个优化的方向发射和接收信号,这样可以消除盲点和减弱多径传输信号的抵消。图 5-43 所示的完全自适应天线阵甚至可以产生优化的方向图来适应每个用户的传播条件,即空间特征图。(关于室内传播的更多内容参见第 7 章)。最后,如果室内环境中发射和接收采用了多天线(多进多出或 MIMO 结构),可以综合多个有效波束,从而超过了香农极限,增加了通信线路的总容量(尽管没有新的物理知识引入,这恰好是一种实现空间分割的不同方法)。

一旦要采用这一诱人的技术,就有必要给出一些忠告。自适应天线阵系统比固定天线复杂并且相对要昂贵,尽管随着时间推移,所需增加的费用会有所减少。随着阵元数目的增加,费用和复杂性都会增加,但是益处也同样增大。为了显著提高天线阵效益,阵元间隔至少为四分之一波长,最好稍微大些。相距半波长的五个或六个阵元构成的天线阵在 2.4GHz 时阵元跨度为 30cm,刚好适合 PC 卡或个人数字助手的外形特征,或许也可用作便携式电脑的内置天线。天线阵的控制算法复杂,并且大多数情况下最好的方法与现有标准并不兼容。

在今后十年,自适应天线和 MIMO 结构很有可能将在商用无线技术中扮演重要角色,包括 WLAN 和无线个人局域网,但是由于上面所述的实际困难,技术实用化的途径将是复杂和不平坦的。

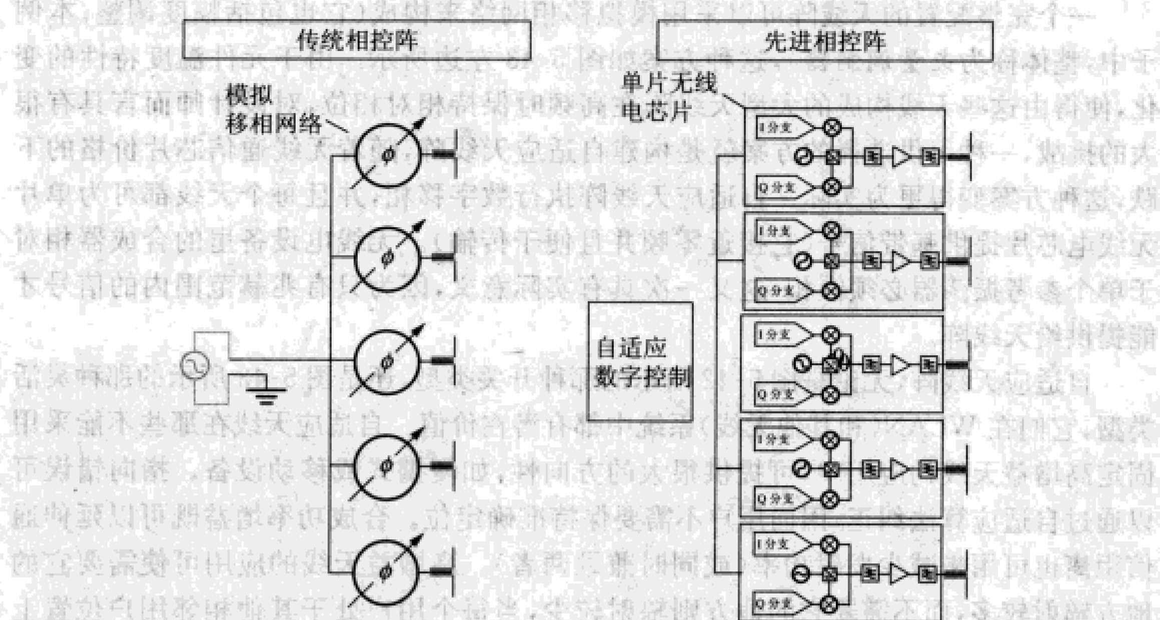



图 5-43 采用模拟移相网络和数字控制实现的完全自适应相控阵

## 5.7 电缆和连接器

如果不能将信号传输到天线或者是将信号从天线接收回来，那么即使最好的天线也没有任何用处。由于在 PC 卡和其他小型无线电装置内部可以集成天线，并且这些天线可直接通过微带波导驱动，因此无需任何连接器和电缆。然而，这些小天线的性能(尤其在 2.4GHz)受到了限制，即使对于 PC 卡，也常采用一个独立的天线，因而有必要采用电缆进行连接。对于远距离上的外部天线，明显需要采用电缆来实现无线电设备与天线之间的连接。尽管可以将电缆永久地焊接在每个连接端，但是采用连接器更为普遍也更为方便，这样容易实现对电缆、天线和无线电设备的更换。在实际无线通信中，电缆和连接器扮演着一个重要的角色。

电缆和连接器的损耗一般在放大之前。结果使得电缆和连接器的损耗直接加在了无线电接收机的噪声系数上(如图 5-44 所示)，并且从发射功率中直接减去。对于高性能的通信线路，电缆损耗应该控制在最小。减少电缆损耗常常会对最便捷、最便宜的天线安装方法直接产生影响。虽然短电缆的损耗很小，但是降低了系统设计者的自由度，使得设计者很难将天线和无线电设备放置在每个用户容易应用和进入的地方。低损耗电缆的制造工程量大且造价昂贵，在较高频率时会愈加明显。当天线与发射机之间的距离相当长时，可为天线提供一个独立安装在塔上的放大器，但是与向天线位置简单地移动无线电设备相比，安装放大器显得更为复杂。设计者和用户需要知道一些关于电缆和连接器的知识。

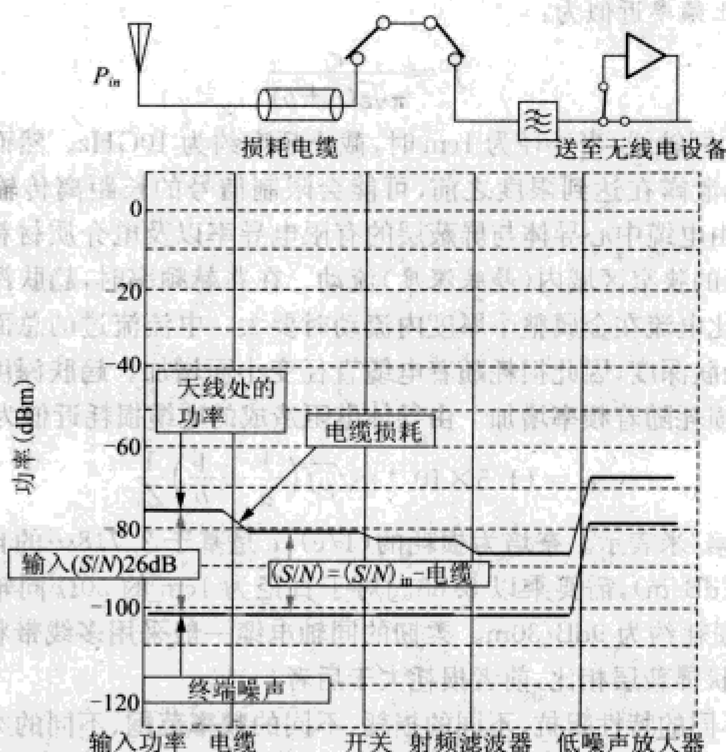



图 5-44 直接从输入 S/N 中减去低噪声放大器前的电缆损耗，并且因而增加了等效噪声系数

几乎所有性能优越的连接器都采用同轴卷缆方式。同轴电缆内部有中心导体，外部由导电接地屏蔽层包围。沿着中心导体传输的信号电流与屏蔽层上的反向电流相抵消，因此电缆产生的辐射非常小(如图 5-45所示)。

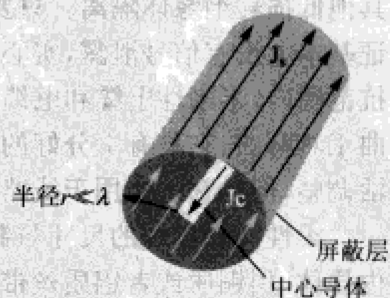



图 5-45 同轴电缆的结构

一般在中心导体与屏蔽层之间的空间内填充有低损耗电介质，尽管在一些电缆设计中，也会采用空隙间隔沿着电缆周期分布，且大部分空隙内填充空气。电缆内部电流与中心导体到屏蔽层间的电压之比是常实数：电缆的特性阻抗。特性阻抗由屏蔽层半径 $b$、中心导体半径 $a$ 以及填充材料的相对介电常数 $\varepsilon$ 共同决定：

$$Z_0=\frac{138}{\sqrt{\varepsilon}}\log_{10}\left(\frac{b}{a}\right) \tag{5-51}$$

一般 $Z_0$ 的值为 50Ω 或 75Ω。假定介电常数的典型值为 2，50Ω 传输线需要 $(b/a)\approx 3:1$。对于任意给定的电缆外部直径，电缆特性阻抗受到中心导体尺寸的限制。

与空波导不同的是，同轴电缆可以很好地工作在直到 DC 的所有信号上。电缆可利用的最高频率就是电缆内其他传播模可以存在的频率，如空波导模(5.6.4 节简要进

行了论述)。截止频率近似为:

$$f_c=\frac{c}{\pi\sqrt{\varepsilon}(a+b)} \tag{5-52}$$

对于 50Ω 的同轴线,当外径为 1cm 时,截止频率约为 10GHz。然而,根据应用,电缆损耗与连接器泄露在达到限度之前,可能会限制信号的长距离传输。如果存在损耗,那么损耗是由电缆中心导体与屏蔽层的有限电导率以及电介质材料所引起。电流在靠近金属表面的狭窄区域内(趋肤深度)流动。在兆赫频率时,趋肤深度的典型值为几个微米:损耗比电流在金属整个厚度内流动时要大。电流流过的总面积近似等于导体的直径乘以趋肤深度,因此损耗随着电缆直径变小而增加。趋肤深度随频率平方根减小,因此电缆损耗随着频率增加。由导体电阻造成的电缆损耗近似为

$$\alpha_c=\{1.5\times10^{-4}\}\sqrt{\rho f}\left(\frac{1}{a}+\frac{1}{b}\right)\frac{1}{Z_0} \tag{5-53}$$

[损耗用奈培/米表示。奈培为损耗的(1/e),e 是基于 2.718…的自然对数。为了变换到分贝/米(dB/m),需要乘以 8.68。]对于直径为 1cm 的 50Ω 同轴线,频率为5.8 GHz 时的电阻损耗约为 9dB/30m。柔韧的同轴电缆一般采用多线带状材料作为屏蔽层,与连续的套状屏蔽层相比,前者损耗大于后者。

依据电缆不同的特性阻抗、不同的损耗、不同的频率范围、不同的柔韧性以及不同的造价,可将其分成多种型号,型号之多令人眼花缭乱。半刚性电缆在多数情况下可提供最好的性能,但是这是以电缆柔韧性为代价的。

半刚性电缆由实心的铜屏蔽层和实心的内导体构成,两者之间用聚四氟乙烯或者其他低损耗绝缘体隔离。只要电缆两端的实心屏蔽层可靠接地,那么屏蔽层就可以保证基本上没有信号泄露,实心铜有高的导电率,因而它的损耗低。在一定的直径与阻抗范围内,半刚性电缆和电缆支架可供利用。半刚性电缆可用手弯曲,也可用管状弯曲工具弯曲,它具有十分好的弹性,对于 10cm 或 20cm 长的电缆,它允许多个厘米的灵活调整,但是它适合用于线路连接基本确定的应用项目。

柔性同轴电缆的尺寸与制作方法种类繁多。通常采用铜或铜上覆钢作为它们的内导体,用铜质或者铝质丝带与编织物作为外导体,一般采用聚乙烯或者聚四氟乙烯作为绝缘体。泡沫绝缘用来减小介电常数。由式(5-53)可知,大直径的电缆损耗低,但是大直径的电缆相对不易弯曲、不灵活并且造价昂贵。如果小电缆的过度损耗可以接受,那么使用小电缆将更为方便,尤其是在密集空间里。

普通电缆命名是基于美国军用标准。广泛应用的是 1940 年发布的无线电指南(Radio Guide, RG)中的命名方法。有的也采用 M17 命名(来自军队标准 MIL-C-17,发布于 1970 年)。命名一般采用很随意的方式,RG 命名或 M17 命名的编号与电缆尺寸、损耗、频率等级之间没作任何简单的调整。这些标准所需的性能指标都基于很陈旧的技术,现代电缆在同样的物理尺寸内能很容易地超过 RG 标准。我们通常采用一种普通方式对电缆进行命名,它类似于给定的规范,但又不必依从于那些规范。

图 5-46 给出了 RG 命名电缆的损耗测量值,利用经验拟合那些数据,可以对

式(5-53)的形式进行说明:较小电缆直径意味着较大损耗!(注意这里的直径是指电缆的外径,包括绝缘覆盖层,式(5-53)中的外导体半径明显比这里所指半径要小。)20cm 或 30cm 长的电缆,损耗一般不是主要问题,但是对于像 10m 长的 RG58 电缆,在 WLAN 通信线路中,电缆损耗将消耗可用功率的一半。应该有意避免在无线电设备与天线之间采用长电缆,如果实在无法避免,那么应该采用大直径电缆。

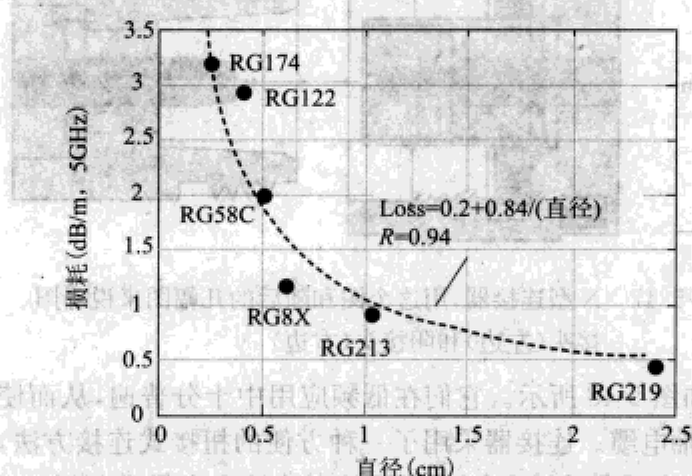



图 5-46 不同 RG 命名电缆的损耗值与电缆直径的关系,点线是数据的拟合曲线

连接器必须满足许多严格的要求。连接器内最大开放面积决定了它可用的最大频率,内部谐振揭示了它随频率变化的反射和损耗。阴接头与阳接头相连接,它们接地导体间的接触电阻以及中心导体间的接触电阻在每次连接时必须是低的,即使是在多次电流断续之后。弹簧式阴接头简化了中心导体的连接,但是弹簧在寒冷条件下工作以及多次反复应用后性能会减低。连接器必须采用低电阻材料,并且要求有好的机械特性。常采用镀金来保证连接器优良的表面特性与锈蚀电阻,但是这必然会增加连接器的成本。在当今 WLAN 应用中,例如便携式电脑内无线通信卡与内置天线的连接,由于必须采用小直径电缆,因此就需要非常小的连接器。

为了满足这些需要,有多种类型的连接器(尽管比电缆的种类少)可供采用。这里只研究几种普通连接器,大体上是从大到小依次分析。最高性能的连接器,如型号 APC-7 或 APC-3.5,可通过让它们的外部壳体准确连接,从而实现中心导体面对面的相连,避免了弹簧或者夹子的应用。这种连接器一般用在大型且昂贵的测试设备中,很少用于其他应用设备。

N 型连接器的横界面如图 5-47 所示。N 型连接器是通用的,并且可用于高功率。它们的尺寸相当大而且常常用来与大直径低损耗的电缆相连。因为 N 型连接器必须相互对准才能拧在一起,所以值得注意的是不要强用力使它们拧在一起。它们机械连接可靠并且适合室外应用(可以防雨)。它们的频率可到 10GHz。注意有 50Ω 和 75Ω 两种类型。这两种类型除了中心导体的直径不同外,直观看上去几乎相同,它们可以

彼此连接在一起(能达到拧在一起的程度),但是75Ω阳接头与50Ω阴接头只能断断续续相连,而50Ω阳接头将会使75Ω阴接头的弹簧弯曲,最终使得连接器损坏而不得不进行故障排除。注意千万不能这样连接。

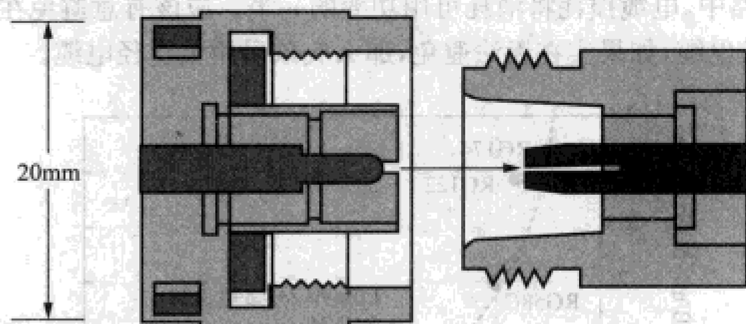



图5-47　N型连接器,用这个图和随后的几幅图来说明阳接头(左边)和阴接头(右边)

BNC[①]连接器如图5-48所示。它们在低频应用中十分普遍,从而使得与之相配备的电缆一般称为同轴电缆。连接器采用了一种方便的扭接式连接方法,该连接器机械牢固并且容易使用,然而有时候它与电缆的随意连接也会导致失败。理论上,BNC连接器的频率适合到4GHz,但是作者建议应用它们时别超过1GHz。

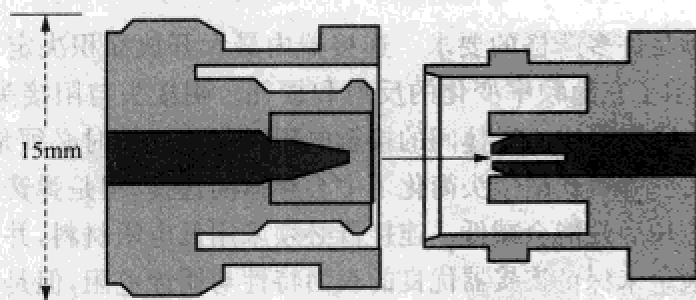



图5-48　BNC连接器

F连接器如图5-49所示。它们与75Ω的电缆相连接,广泛用于室内电视以及通过电缆连接的电视系统。它们的额定频率到3GHz,但是通常只用到1GHz(并且作者对一些便宜连接器的特性进行了分析,它们在大于600MHz时性能就非常差)。由于它们的普遍性,许多便宜的(常常也是低质量的)连接器可供利用:它们中的一些会受到接地问题、侵蚀以及互调失真问题的影响(由于氧化了的接触面相当于一个二极管,后者正是由于这个二极管所引起)。

SMA连接器如图5-50所示,它普遍应用于半刚性电缆和柔性电缆。这些螺旋式

① 作者认为BNC是bayonet naval connector的首字母缩略词,但是最近讨论组的通告又给出了另外一种解释。对于这个术语的由来,作者没有发现权威的证明文献。

连接器的频率大约可到18GHz。SMA连接器可靠，并且损耗和反射低，但是不要打算无限次的拆装它，其与N型连接器相比，机械上更容易损坏。应该注意保证SMA连接器的干净与紧密牢固。限力扳手虽然不是必不可少的，但是它可以提高连接器的可靠性。那种类似“2.4mm”的连接器可以工作在稍高频率。

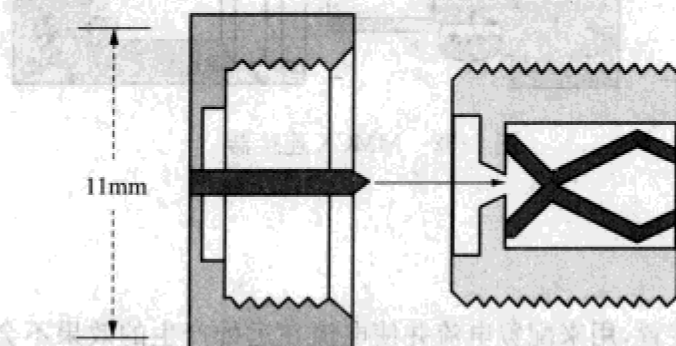



图 5-49 F 连接器

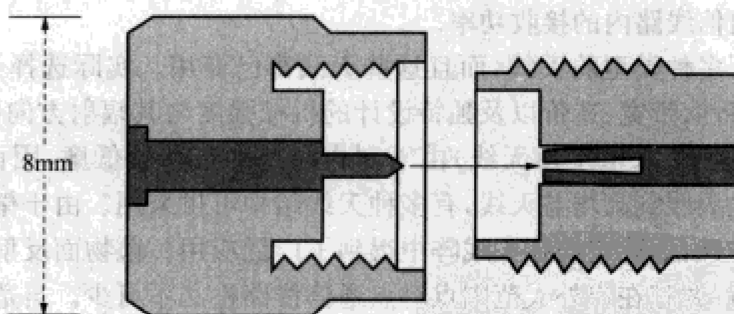



图 5-50 SMA 连接器

MCX连接器和MMCX连接器（如图5-51和图5-52所示）是新近发展起来的连接器。该连接器尺寸小并且压装方便，将它们直接安装在印制电路板上使用十分普遍，它们可供便携式电脑或便携式系统内局部连接使用。这些连接器的频率可到4GHz。MCX连接器推荐用于小电缆，如RG174(M17/119)或者RG188A(M17/138)。即便这些连接器工作性能非常好，这些小电缆损耗也非常高。RG173的频率可用到1GHz，并且在2.4GHz时损耗约为1.4dB/m，到5GHz时损耗为2.1dB/m，RG188A的频率可达3GHz，在2.4GHz的损耗也是类似的，为1.4dB/m。这些非常小的电缆只适合几十厘米长使用。其他不常使用的非常小的连接器有GPO型、U.F.L型和AMC型。

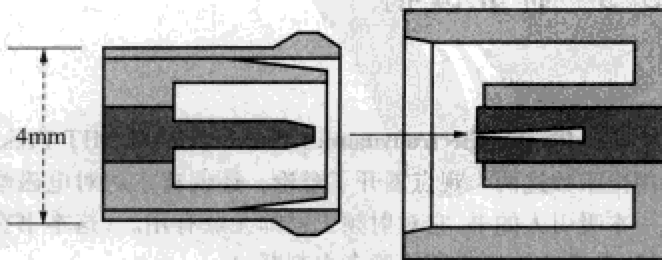



图 5-51 MCX 连接器

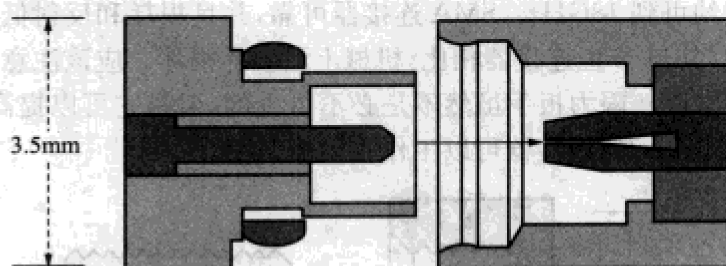



图 5-52 MMCX 连接器

## 5.8 小结

天线就是一种装置，用来配置电流并使电流在远处产生的效果不会被抵消。大部分应用中，天线的性能可用它的辐射方向图、由方向图推导出的方向性和功率增益来概括。只需知道两个天线的功率增益、发射功率、距离和波长，就可用 Friis 方程估计出两个天线之间通信线路内的接收功率。

文中研究了多种类型的天线，而且这些天线都已商用。实际选择天线时，必须考虑天线的阻抗特性、带宽、造价以及独特设计的机械强度与其辐射方向图。线天线（如偶极子、折叠偶极子、八木宇田天线）由于制作简单并且造价低廉，因而被普遍应用。从接近各向同性天线到高增益天线，有多种天线结构可供采用。由于微带（贴片）天线制作过程的多样性，因此它们在天线阵中得到了广泛应用。抛物面反射体天线可以提供非常高的增益，并且在户外大范围点对点通信线路中必不可少。自适应天线阵是一种强有力的工具，它不仅能满足不断增长的通信距离要求，可靠性要求以及数据率要求，而且还可以减少干扰和功率损耗，因而在未来的无线局域网系统中，它将扮演越来越重要角色。

为了实现天线与无线电设备间的信号传输，大部分天线都会用到同轴电缆和可拆装的连接器。构建一个无线系统，电缆的合理选择与应用非常必要，这样，无线系统的性能反映无线电设备与天线的性能，而并非电缆的性能。

## 5.9 补充读物

### 电磁学

**Collective Electrodynamics**，Carver Mead，MIT Press，200：本书对电磁论述中消除场量与利用位函数这两个观点展开了辩论。还偏离主题对电磁学与量子理论的历史进行了有趣介绍，是一本吸引人的书，它对射频工程师无疑有用。（这本书在某种程度上尝试着去弥补那个缺憾，当然，是否成功还得留给读者去判断。）

以下引用的其他所有的参考资料中都使用的是传统基于场的计算技术。对整个计算过程都很熟悉的读者应该会同意本书中仅基于位的方法相比之下更加简单和直接。

天线理论

**Antenna Theory and Design**, W. Stutzman and G. Thiele, Wiley, 1981: 本书虽然陈旧,但是本好书。

**Antenna Theory**, C. Balanis, Wiley, 1997: 本书是新近出版的,因而包括了多种新型天线的处理方法,如微带天线阵。

天线手册

**Antenna Engineering Handbook**, Richard Johnson, editor(3rd edition), McGraw-Hill, 1993: 这是一本非常全面的参考手册,几乎覆盖了每一种可能的天线类型和天线应用,这必然使得论述非常简洁。书中只给出了主要结果,有些结果配有少量推导,有些结果则无任何推导。虽然如此,这本书并不总是纲要性的总结,每一章的质量都很高,而且为了使得书中符号前后一致,作者花费了很大精力。本书还对传输线、匹配和传播进行了细致补充。因而,任何潜心于天线研究的工作者都将会发现这是一本有用的参考书。

**Practical Antenna Handbook**, Joseph Carr, McGraw-Hill, 1994: 这本书相对于上面 Johnson 的著作而言,内容比较局限。虽然书中仅主要分析了长波应用中的大型线天线,但是它细致地介绍了阻抗匹配与测量技术的一些实用知识。

八木宇田天线

"A New Method for Obtaining Maximum Gain from Yagi Antennas," H. Ehrenspeck and H. Poehler, IRE Transactions on Antennas and Propagation, October 1959, p. 379. 虽然已经有大量关于八木宇田天线的文献,但这篇是我发现唯一一篇超出经验探索或数值模拟而提供该天线工作原理的文献。

电缆和连接器

RG 电缆命名: http://www.bluejeanscable.com/articles/rg6.htm。

连接器信息: http://www.walmba.org/rfconn.htm。

连接器频率特性图: http://www.amphenolrf.com/rf_made_simple/freqrange.asp。



# 第 6 章 电波传播

## 6.1 自由空间的电波传播

设想在星际空间的某处有一个无线局域网(WLAN)。(不考虑如何才能到达那里以及用离家那么远的 WLAN 来做什么,也不考虑星际环境可能具有已磁化的等离子体背景)。接收信号仅仅只是发射信号的延时衰减形式,接收信号功率的大小由式(5-40)的 Friis 方程来描述,这要取决于发射信号的功率、收发天线之间的距离和收发天线的方向性增益(如图 6-1 所示)。电波传播与电波的波长、传播方向和极化方式无关(因子 $\lambda^2$ 是由天线尺寸带来的,与电磁波本身的属性无关)。

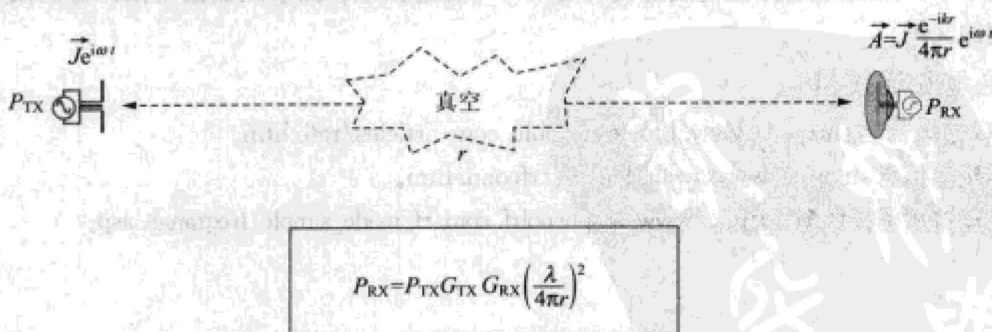



图 6-1　真空中天线间的电波传播

对那些只对星际间或恒星间的 WLAN 感兴趣的读者来说,可以在阅读时跳过本章余下的部分。对其余的我们这些人来说,伴有障碍物的复杂环境才是我们生活的一部分。

## 6.2 地表环境下的电波传播

实际的室内和室外环境会引入多个电波传播路径,例如,图 6-2 就以卡通的形式描述了一个室内传播环境。

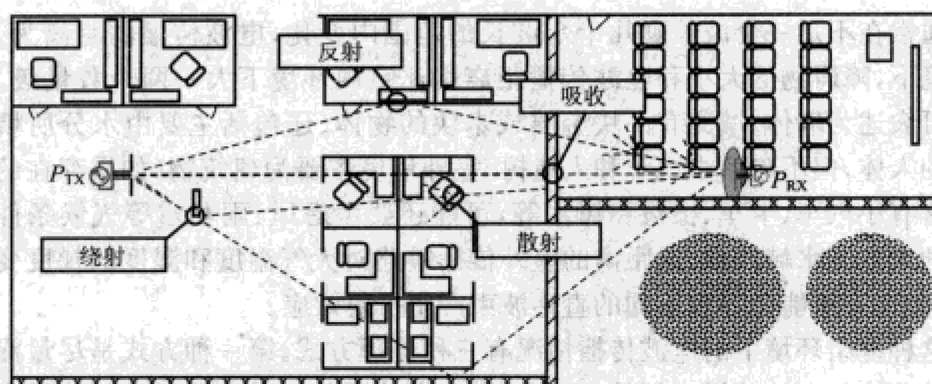



图 6-2 室内环境中的多径传播

每一条传播路径都是与不同的物体和障碍物相对应的。天线上总的电势是所有路径对电波传播共同作用的和，这些不同路径上的电波各自具有唯一的相位、幅度和极化方式。最终的接收信号是以衰减、延时和随时间弥散等复杂形式表现的发射信号。电波传播具有很强的多径效应，它对无线链路的性能有重要的影响。例如在图 6-3 中，我们给出了在一个典型商用建筑内的一些室内传播数据。其信号的强度与其在自由空间的期望值相比相差 50dB。

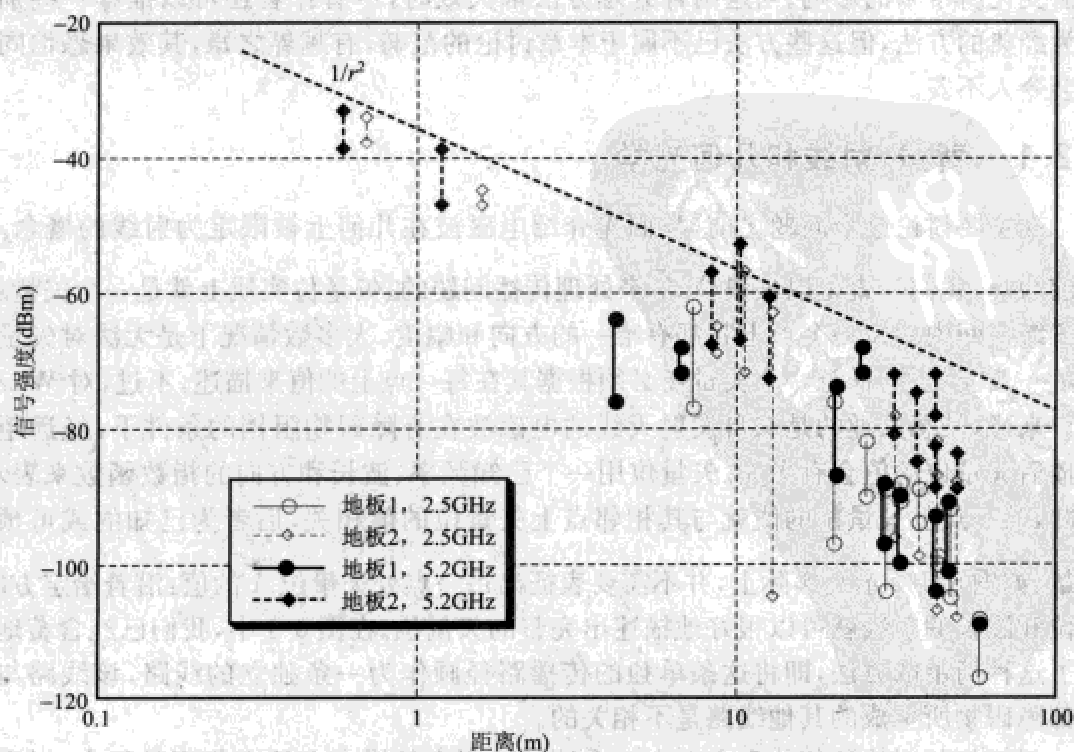



图 6-3 2.5GHz 和 5.2GHz(单频信号)的室内信号强度与距离之间的关系(承蒙 WJ 通信公司提供图像)

室内环境和室外环境对 WLAN 信号的影响有显著的区别。在室内环境下，障碍物

的大小通常在不足一个波长到几十个波长的范围内变化，电波传播的距离为几十米。室外环境下，障碍物的大小和电波传播距离则比室内环境下大一两个数量级。室内环境通常可表述为墙体、填充有小块金属或木块的物体、还包括主要由水分所填充的四处走动的人体，但不包括小汽车和人造树。室外环境主要为建筑物（如果存在的话），通常还包含有小汽车、卡车、植被和树木等，可能还要考虑风、雨和雪等气候条件以及可能出现的大范围水域环境。远距离的室外传播链路对大气温度和湿度的梯度变化非常敏感，因为这有可能会导致不同的直达波束产生折射效应。

对这种复杂环境下的电波传播情况有三种处理方式。第一种方式是尽量深入地理解每一种环境与电波传播之间的相互作用，这样就可以知道环境对发射信号会产生怎样的影响以及能否适度减轻这种影响；第二种方式就是以统计的方法来处理电波传播和建立无线通信系统，这样，当信号强度和延时发生变化时，接收信号依然比较稳定；第三种方式可以归纳为以下这句话：*当面对麻烦或迟疑不决时，只会急得团团转、大喊大叫*。

在本章中，我们主要采用前两种处理方式。我们将提供一些基础知识，以便于读者对吸收、反射、折射、绕射和散射这些重要的电波传播效应有更好的理解。我们也将讨论一些方法，以便于在采用一些稳固的调制方案和多个天线或智能天线时能减轻电波传播变化所带来的影响。当这两种处理方法都失效时，尽管作者还可以推荐一些别的更为经典的方法，但这些方法已不属于本章讨论的范畴，有越界之嫌，其效果恐怕同样也会令人不安。

### 6.2.1 背景：射线和几何光学

在主要讨论这个问题之前，我们先介绍电磁波在几何上被限定为射线的概念。到目前为止，我们一直是以矢量位 $\vec{A}$ 来处理传播问题的。矢量位实质上就是一个矢量场，在三维空间内的每一个点上其都有唯一的方向和幅度。大多数情况下是无法对矢量位作进一步简化的：任意一个矢量场必须根据其在每一点上的值来描述。不过，对 WLAN 用户来说，最感兴趣的是来自发射天线的电磁波在有障碍物阻挡的条件下，经远距离传播后矢量位的值会有多大。矢量位用一个已知频率、波长和方向的指数函数来表示，因此，某一点上矢量位的值就与其相邻点上矢量位的值相关，后者为已知的或可预测的量（如图6-4所示）。实际上，并不需要表征出每一点处矢量位 $\vec{A}$ 的值：沿着给定方向、相位和波长的射线就可以很好地描述出完整的矢量位。在图6-1中，我们已经含蓄地采用了这种简单的方法，即将这条单独的传播路径画作为一条独立的线路，该线路与由局部障碍物所生成的其他线路是不相关的。

只要相邻射线的相位和方向在一个波长范围内的横向上的变化不是很大时，则矢量场就可用射线来有效近似。这种情况下，我们可以将传播问题划分为一个个有明确路径的射线传播，在接收端将这些射线的相位和强度相加后就可估算出所接收到的信号：这就是我们所熟知的几何光学近似法。这种近似法可以使我们能够将复杂环境分

解为很多不同的环节，在接收端处再将这些环节合并。障碍物之间的影响从最低层面上说是多个反射或绕射射线共同作用的结果。采用这种形式后，我们就不需要从头到尾来同时处理所有的电流和矢量位。

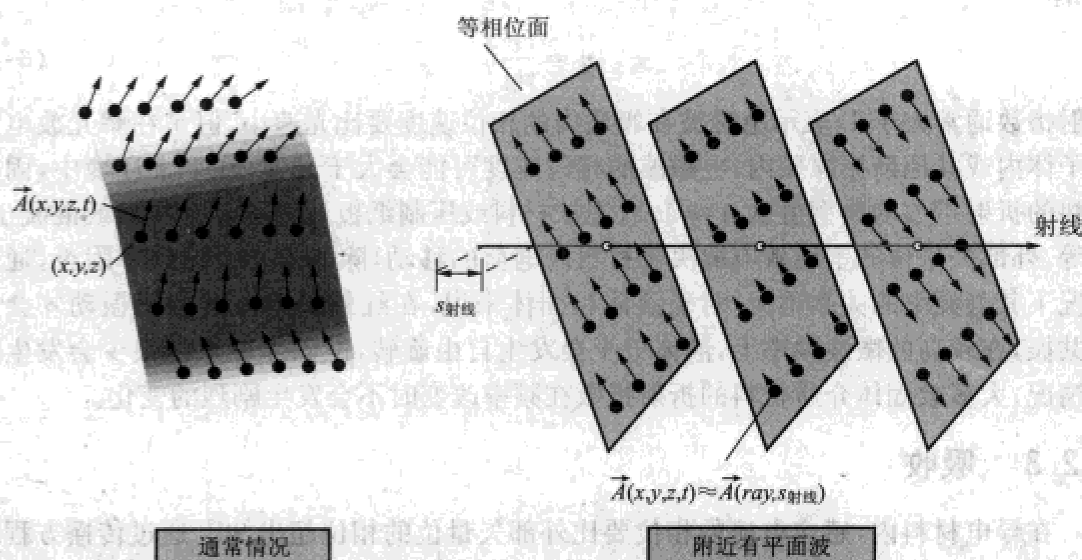



图 6-4 等相位面上矢量场的射线近似

不过，仅仅将幅度值相加是不会对信号有一个精确估计的，还必须要考虑射线沿路径传播时的相位变化。要想精确估算出不同路径之间的相对相位，我们需要知道路径的长度，且精度要超过 1cm（整个路径的长度则超过几十到几百米），同时，对障碍物大小的了解也要达到类似精度。在实际环境中要达到这样的精度是不太可能的，因此，对多路径传播环境进行实际的分析并不能预测出实际瞬态信号幅度的大小，而是仅仅只能设定信号幅度的大致范围。正如我们在 6.3 节中对此问题所作的更为详细的讨论一样，当实际信号在时间和空间上发生很小的移位变化时，其幅度确实会产生很大的变化，这就是我们所知道的衰落效应，这是因为在不同的射线路径上，信号功率对相对相位哪怕是很小的变化也非常敏感。

## 6.2.2 折射指数

某一点的矢量位是所有相关电流所感应的矢量位的总和。当存在有某种材料的物体时，外部的矢量位总能在此材料内产生一个感应电流，那么总矢量位就是外部矢量位与感应电流所产生的矢量位之和。然而，在介质材料的情况下（介质材料的 DC 导电率可以忽略不计，但当有外部矢量位存在时，其上的电荷将会被极化），可以采用更为简单的方法。对大多数介质来说，感应电流的大小与其受到的冲击（横向上）矢量位成正比，从而使辐射波的有效相位常数发生变化，也就是说相位速度发生了改变。为简单起见，我们引入一个新的相位常数 $\beta$ 来取代 $k$，以避免对感应电流进行复杂的积分运算，则媒质内的矢量位可表示为：

$$\vec{A} = A_0 e^{i(\omega t - \beta r)} \quad v_{ph} = \frac{\omega}{\beta} \tag{6-1}$$

在媒质内变小的相位速度 $v_{ph}$ 与真空内的相速度($c$,光速)之比即为媒质的折射指数 $n$:

$$n = \frac{c}{v_{ph}} \tag{6-2}$$

折射指数通常大于1,表示电磁波在媒质内的相位速度要比光速小,但是在辉光放电等离子体内或其他谐振媒质内,电磁波的相位速度可能会大于光速。在平常环境中,固体材料的折射指数的典型值从 $n \approx 1.3$(泡沫材料或压制纸板)到 $n \approx 3$(木材或混凝土)不等。外部矢量位的本地效应取决于材料内电荷的移动,除非是在谐振频率附近,通常情况下其与频率的关系不大。对于液体和固体来说,在红外频率上其分子振动才会形成共振,在较高的微波频率上,液体分子会发生自由旋转,但固体分子则很少会发生这种情况。大多数固体介质材料的折射指数在频率改变时不会发生剧烈的变化。

### 6.2.3　吸收

在导电材料内,感应电流的相位要比外部矢量位的相位超出90°。通过传播方程的微分表达式可以看出,电流的幅度值是随距离增大而减小的[当电流源在无限远处时,$(1/r)$ 项为一个常数],也就是说材料对辐射波有吸收作用(参看附录5中更为详细的说明)。如果吸收作用足够弱的话,则在一个波长范围内电流的幅度几乎不会发生变化,我们可以简单地通过在前述矢量位的表达式上附加一个衰减项来表示这种吸收效应:

$$\vec{A} = \vec{A}_0 e^{i(\omega t - kr)} e^{-\alpha r} \tag{6-3}$$

实指数项反映了电波传播过程中的衰减效应(假定 $\alpha > 0$),其特征长度为 $(1/\alpha)$,图6-5给出了一个示例。衰减常数与媒质的导电率 $\sigma$ 相关

$$\alpha = \frac{\sigma \mu_0 c}{2n} \tag{6-4}$$

这里,$n$ 为折射指数(参看6.2.2节)。如果我们还能回想起 $\mu_0 c$ 就是自由空间[参看5.4节]的波阻抗(即1/电导)]的话,则上式就不难理解了。电波在一个波长范围内的传播衰减大致和吸收媒质的电导率与电波所驻留空间的电导率之间的比率成正比。不过,大多数情况下,衰减常数 $\alpha$ 比电导率要更容易获得。

衰减常数的尺度为(1/长度),通常为(1/m)。尽管从形式上看衰减常数已足可用来表述电波传播,但代表指数项衰减的 $\alpha$ 在实际应用中经常以奈培/米(Np/m)的形式来表述,这里的奈培表示电波的幅度以 $(1/e) \approx 0.37$ 或功率以 $(1/e^2) \approx 0.135$ 的尺度减小。衰减也可以用更为方便的单位dB/m来表示:

$$\alpha\left(\frac{\text{dB}}{\text{m}}\right) = 8.68\alpha\left(\frac{\text{Np}}{\text{m}}\right) \tag{6-5}$$

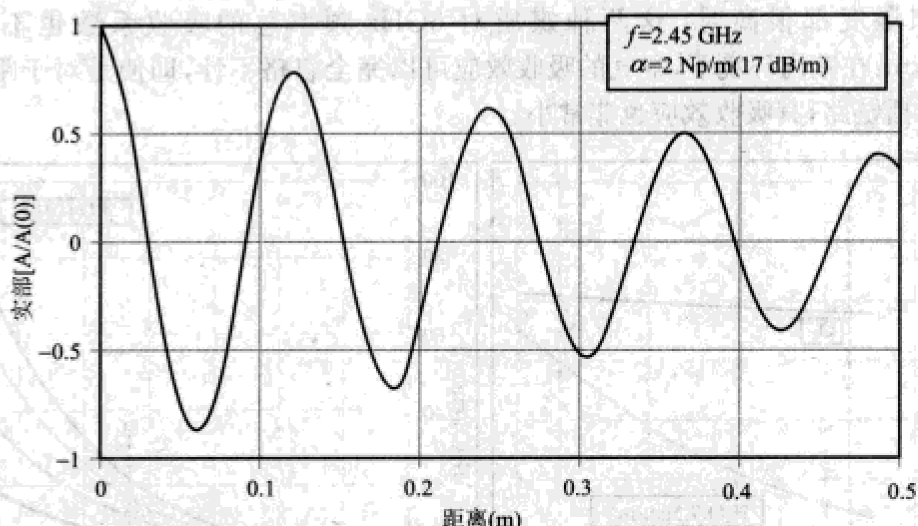



图 6-5 电波传播的衰减(只显示了实部)

材料的导电性是由相应矢量位的电子或离子的运动而引起的。液体和多孔固体中离子的运动特性决定了它们的导电性比较弱,从而导致了这些材料对微波的吸收比较强。金属的导电率通常很大,因此,式(6-1)是一种过于简化的形式,在实际应用中是无效的,并且,电波辐射到金属材料上时主要是被反射而不是被吸收,我们将在 6.2.4 节中进一步研究反射问题。

除了是因为强加矢量位会引起"自由"电荷产生运动以外,吸收效应还起因于矢量位与单个原子或分子之间会产生局部的相互作用。将这些额外机理归并为不同的衰减常数值,以取代由式(6-4)计算所得的值,通过这样做以后,从数学上说,式(6-3)的严格形式就能很好地解释吸收效应。在微波频率上并不是所有的吸收机理都能激活,要使材料分子内的束缚电子能被激励到更高的电状态,则入射波的频率需要达到几百到上千 THz——也就是说,激励波为可见光或紫外光才行。只有在频率为几十到几百 THz 时,处于结合状态的原子的振动才会带来能量的损失,此时频率已远离近红外。另一方面,自由分子和液体或固体内分子的旋转所激发的特征频率为几十到几百 GHz,这一点会对 WLAN 频率产生重要影响。

我们来研究一下实际生活中两种重要媒质的吸收效应的实用例子:大气和液态水的吸收效应。在微波频率上,空气的吸收系数非常小,因此,用 dB/km 表示比用 dB/m 表示要更为方便些。对微波起主要吸收作用的是氧气和水蒸气,由于水蒸气存在永久性偶极子矩,因此,其吸收效应比氧气的吸收效应强很多,但水蒸气的密度又要比氧气的密度小得多,因此对于低频,氧气的吸收占主要部分。由于分子的旋转跃迁作用,在非常高的频率上(对于水,频率为 22GHz;对于氧气,频率为 60GHz),这些吸收效应实际上是共振吸收的碰撞拖尾效应。图 6-6 的左半图显示了在室温和 25% 的相对湿度条件下,氧气和水蒸气的吸收系数与频率之间的关系。结合图 6-6 的右半图,由湿度和温度变化时的水蒸气浓度就可线性度量出不同条件时的水蒸气吸收效应。在此指出,即使

在温度和湿度都很高时，这两种媒质对5GHz频率总的吸收系数也不会超过0.01dB/km:在室内环境下，空气的吸收效应可以完全忽略不计，即使是对于距离很长的室外传播链路，其吸收效应也非常小。

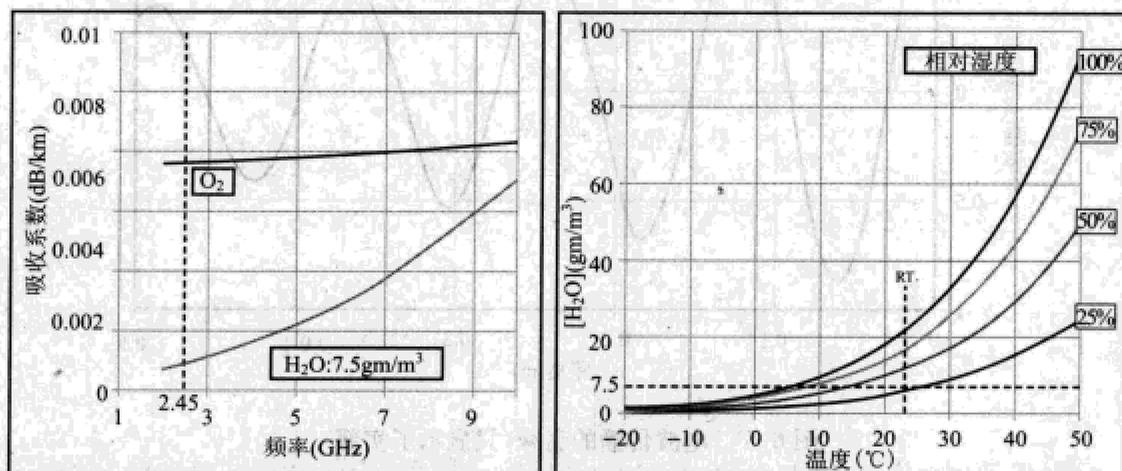



图6-6 (左图)空气中氧气和水蒸气的吸收系数(来自Hyde,*Antenna Engineering Handbook*, R. Johnson, McGraw-Hill, 1993,图45-2);(右图)不同相对湿度和温度时水蒸气密度的转化(来自*CRC Handbook of Chemistry and Physics*)

液态水的密度比图6-6所示的环境水蒸气的密度大130 000倍，因此就不难理解为什么液态水对微波具有更强的吸收效应。液态水在性质上也不同于水蒸气：液态水的每一个水分子都被周围相距很近的其他水分子所包围，带有正电荷的氢原子与相邻的带有负电荷的氧原子之间形成了一个瞬态氢键。氢键的强烈作用会阻止独立的水分子发生自由旋转，但在热搅动下，这种化合键会不断地被打破。这样，发生在水分子偶极矩上的净变化就会带来一个极化电流，从而产生一个较大的折射指数。相邻水分子之间的相互作用和碰撞所引起的能量耗散就表现为吸收效应。在我们所感兴趣的WLAN应用频率范围内，液态水的折射指数非常恒定，大致为8～9，但是其吸收系数则随温度和频率的不同而发生显著的变化(如图6-7所示)。液态水对5GHz频率的吸收系数大约为150Np/m或13dB/cm:这并不表明需要发明一个可在水下应用的802.11便携式数字辅助设备。同时，我们还可以认为主要由水分所构成的人体本身就是一个对高频具有很强吸收效应的物体。

图6-6和图6-7中的数据也有助于我们消除一种常见的错误观点，即微波炉的频率为2.45GHz表示在此频率上水分子处于共振吸收状态。实际上，自由水分子的特征旋转频率为几百吉赫(22GHz的吸收频率表示水分子在两种相邻的高度受激自旋状态间发生跃迁)。在2.45GHz的频率上，水分子并没有发生特别的共振，因此，这个频率可用于微波炉。尽管随着温度的升高，水分子的吸收效应会越来越小，但微波炉烘烤的均匀性会得到提高(外部的热量能穿透受热物体的中心)。

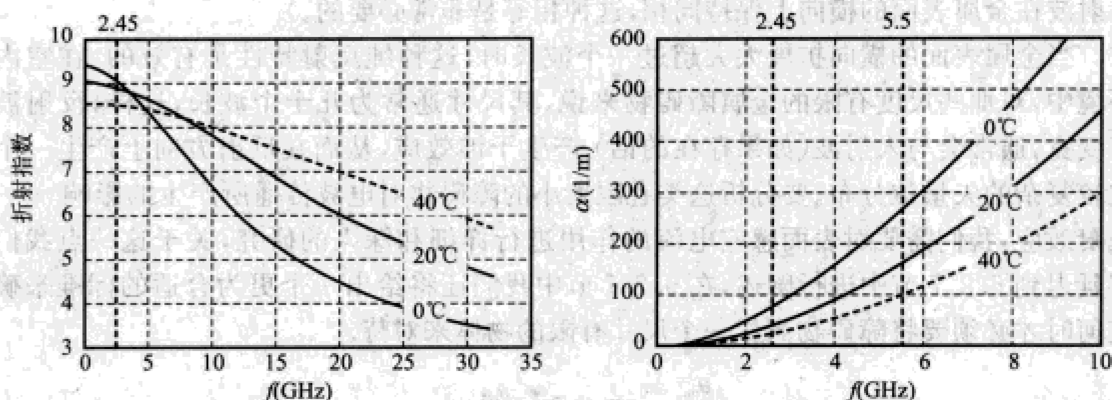



图 6-7 液态水的折射指数和吸收系数与频率及温度之间所满足的函数关系(水的数据来自 Martin Chaplin，http://www.lsbu.ac.uk/water/microwave.html)

## 6.2.4 金属的反射

金属的导电率非常高，因此，要使入射到金属材料上的信号幅度发生变化，则入射距离要远远小于一个波长，这个入射距离就是所谓的*趋肤深度* $\delta$。在微波频率上，常用金属的趋肤深度一般为几微米(如表 6-1 所示)。如果金属的厚度远大于趋肤深度的话(当然，除了非常薄的箔片和金属涂层外)，则基本上不会有信号入射到金属实体的内部。

**表 6-1 在 ISM 频率和未授权的国家信息基础设施(UNII) 频率上，常用金属的趋肤深度**

| 金属 | $\delta$(2.4GHz)(μm) | $\delta$(5.5GHz)(μm) |
|---|---|---|
| 铜 | 1.3 | 0.9 |
| 铝 | 1.6 | 1.1 |
| 钢 | 3.2 | 2.1 |
| 钛 | 6.6 | 4.4 |
| 锰钢 | 8.5 | 5.7 |

因为金属表面上电波的幅度变化非常陡峭(一个波长的长度为 6cm 或 12cm，是趋肤深度的 10 000 倍)，因此在金属表面一个波长的尺度范围内，我们基本上可以立即假定其上的矢量位为零。只通过入射平面波我们得不到这种结果，还需要加上符号相反的反射波的作用：

$$\underbrace{A_{inc}e^{i(\omega t-kx)}}_{\text{入射波}}+\underbrace{A_{ref}e^{i(\omega t+kx)}}_{\text{反射波}}=0@(\underset{\uparrow\,\text{表面}}{x=0})\ \text{假如}\ A_{ref}=-A_{inc}\tag{6-6}$$

因此，实体金属的表面几乎将入射能量全部反射掉，反射波只是在符号上发生变化而已(如图 6-8 所示)。反射角由金属表面的法向来衡量且与入射角相等。(为使入射波和

反射波在金属表面的横向上保持同相，这种相等是非常必要的。）

当金属表面的横向扩展大大超过一个波长时，这种纯反射特性是有效的。在室内环境中，对那些尺度有限的金属障碍物来说，其尺寸通常为几十个波长，这样，反射波将变宽，通常会与入射波（如果存在的话）产生干涉效应，从而在反射方向上产生一个比较复杂的矢量位分布。要分析这类有限大小的障碍物对电波传播所产生的影响——绕射效应，我们需要对表面感应电流的作用进行详细和深入的研究，关于这一点我们将延迟到6.2.7节中进行阐述，在6.2.7节中我们还将给出一个更为合适的标准来确定何时才必须要将障碍物当作一个尺寸有限的物体来对待。

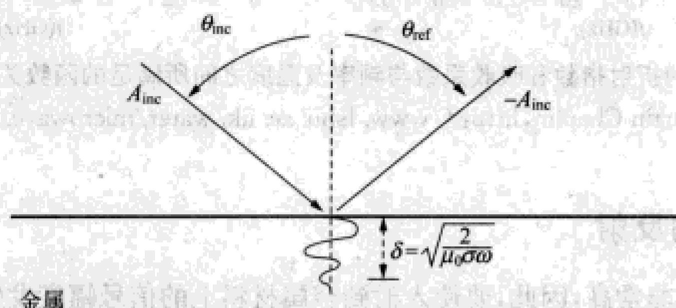



图6-8　金属面上的反射

## 6.2.5　介质的反射和折射

典型的介质材料既产生反射波也产生折射波（在实际应用中，很多材料往往也将后者归结为有效的吸收效应）。对入射波的反射量和折射量是媒质折射指数、入射角和电波极化特性的函数。

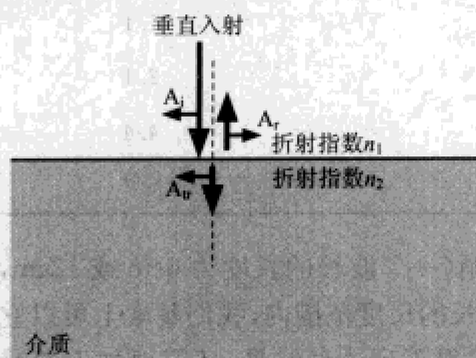



图6-9　介质分界面上垂直入射波的反射和折射

我们首先考虑垂直入射情况（如图6-9所示）。在这种情况下，所有的电波极化都必须是对称相等的（除非媒质本身是不对称的），由于这种对称性，透射波必定也是沿垂直方向的。

由于矢量位及其导数在分界面上必须是连续的，因此，我们就可以推导出反射矢量位和透射矢量位。透射波、入射波和反射波分别为

$$\vec{A}_{trans}=\vec{A}_{tr0}\,e^{i(\omega t-n_2kr)}$$
$$\vec{A}_{inc}=\vec{A}_{in0}\,e^{i(\omega t-n_1kr)} \tag{6-7}$$
$$\vec{A}_{ref}=\vec{A}_{rf0}\,e^{i(\omega t+n_1kr)}$$

在 $r=0$ 处矢量位是连续的，这就要求

$$\vec{A}_{in0}+\vec{A}_{rf0}=\vec{A}_{tr0} \tag{6-8}$$

对 $r$ 取导数就会带来一个因子 $in_ik$。在 $r=0$ 处矢量位的导数也是连续的，因此

$$-in_1k\vec{A}_{in0}+in_1k\vec{A}_{rf0}=-in_2k\vec{A}_{tr0} \tag{6-9}$$

现在我们得到了两个方程，根据入射波的幅度就可以求解出反射波和透射波的幅度大小。如果将 $R$ 定义为反射波与入射波幅度之比，则我们会发现

$$R=\frac{\left(1-\frac{n_2}{n_1}\right)}{\left(1+\frac{n_2}{n_1}\right)}\quad T=\frac{2}{\left(1+\frac{n_2}{n_1}\right)} \tag{6-10}$$

反射系数随折射指数之比的变化特性如图6-10所示。这样我们就可以认为，当折射指数相等时将不会产生反射，而当折射指数相差很大时，反射系数也会很大，其符号取决于较大折射指数和较小折射指数所处的相对位置。

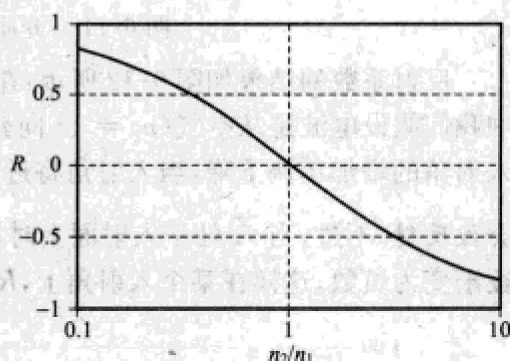



图 6-10　垂直入射时的反射系数

因为实际中两种折射指数之比一般不超过 2∶1，因此，对于垂直入射情况，大约有 1/3 的入射能量会被分界面反射回去。因为能量是幅度的平方，这就意味着垂直入射时，单个分界面上的反射仅仅造成约10%～30%的能量损失。对于像墙壁这样有限厚度的障碍物来说，其两面都会产生反射，因此，在确定其整体反射系数时必须要考虑这两种反射的相对相位。当反射波为同相相加时，即使单个分界面的反射并不大，总反射系数也会非常大。对一个典型折射指数为 2.5 的墙体——例如一块比较薄的胶合板来说，其反射损耗总计约为 4dB，与我们对整个传播链路所预算的大约 40dB 的损耗相比，其要小得多。这是因为反射波是以幅度而不是以能量形式来叠加的，所以，如果墙体的厚度恰好使所有的反射都是同相相加的话，则这种由多块反射板所组成的墙体将会产生非常显著的反射损耗。

以任意角度入射时，求解反射系数和透射系数的过程和垂直入射时的情况相类似，但要费劲得多，因为必须要将矢量位的幅度及其导数分解为与分界面垂直和平行的两个部分，此时必须要区分开电波的极化：为方便起见，我们把和入射面平行及垂直的矢量位分别称为入射线、透射线和反射线（如图 6-11 所示）。读者应该注意，入射面是指与分界面垂直的那个平面，如果不仔细注意这个问题则可能会引起混淆。

对于金属分界面的情况，反射角与入射角是相等的（如图 6-8 所示），然而，透射角却并非如此：如图 6-11[①] 所示，透射角的正弦值与折射指数成反比——斯奈尔(Snell)折射定理。这个结论得来比较简单，因为只有当折射波和入射波在分界面上具有相同

① 原文为图 6-8，疑有误，改为图 6-11。——译者注

的相位关系时才会遇到边界条件问题，因此，斯奈尔定理对任何极化都是正确的。

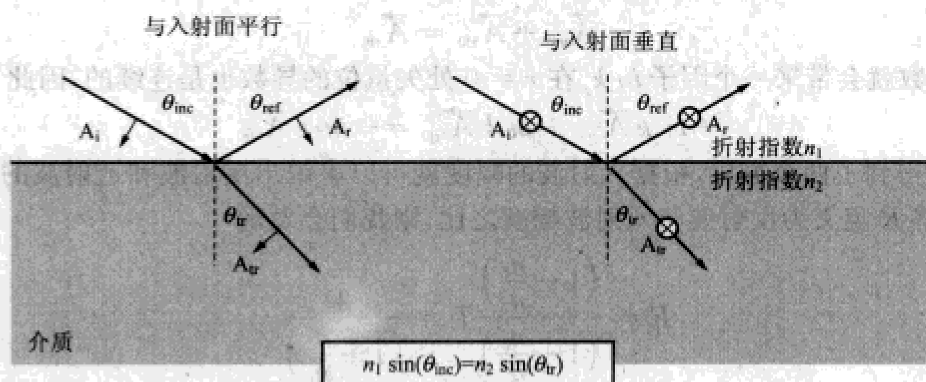



图 6-11　介质分界面上的反射和折射

反射系数的结果如图 6-12 所示：在一定的折射指数范围内，它是入射角的函数。图中我们假设电波是从空气（$n_1=1$）向介电常数更高的区域入射的。反射系数的幅度随入射角的增加单调下降，当入射角将近 90°时，$R=-1$：即在掠射角上，所有的入射波都会被反射。不过，当 $\vec{A}$ 处于入射面上时，反射系数一开始是正的，随着入射角的增加而逐渐变为负数，这样在某个入射角上，$R$ 必定会与一个轴线（反射系数为 0）相交：这个

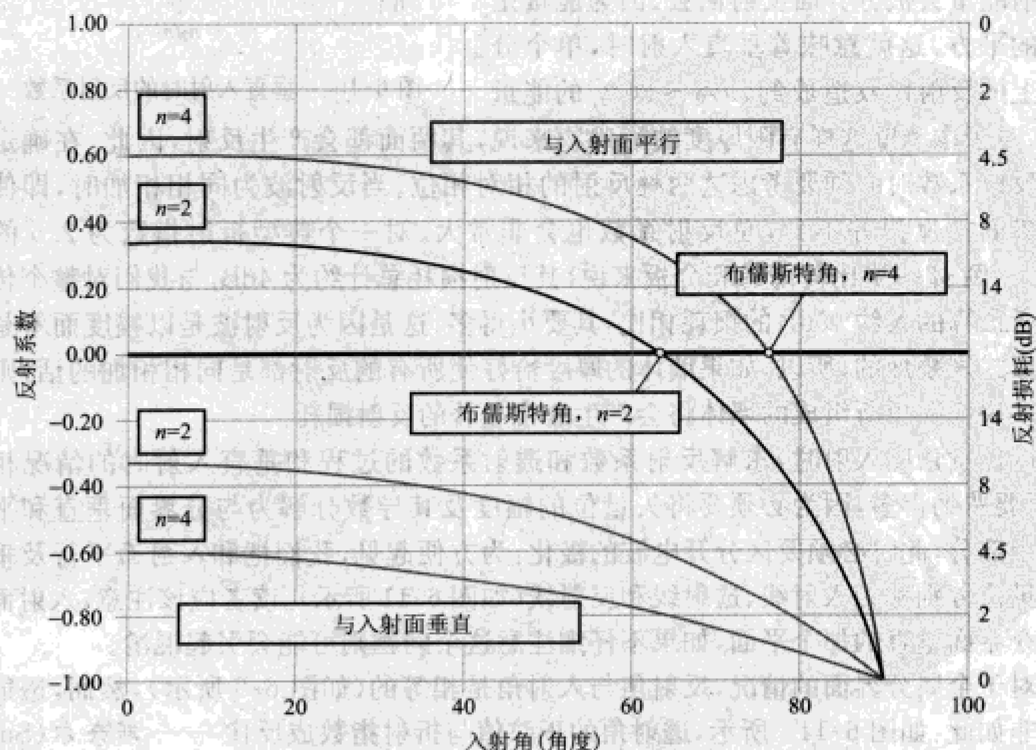



图 6-12　介质分界面上的反射系数（$n_1=1$）

角度就是布儒斯特(Brewster)角。因此,对于极化方向位于入射面内的入射波来说,在很大的入射角范围内其反射都很小(例如,垂直天线发射的电波被地面反射的情况)。当$\vec{A}$与入射面垂直时(垂直天线发射的电波被墙壁反射的情况),入射波的平均反射就要显著得多。由于存在这种差异,射线每次被反射或从介质中透射出去时,其极化方式都可能会发生变化,因此,在复杂环境中,接收信号的极化方式可能与发射信号相差特别大。

不同入射角时的透射角如图 6-13 所示。当折射指数为一个合理的较大值时,即使是以掠射角入射,透射波也几乎是垂直的。

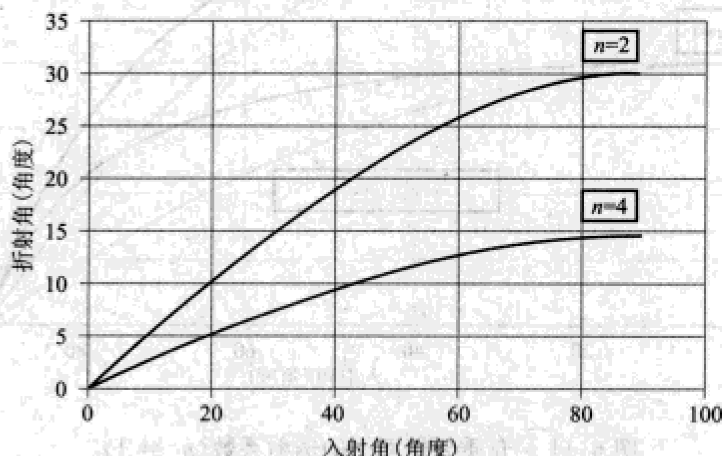



图 6-13　介质分界面上的折射角($n_1$ = 1)

透射系数如图 6-14 所示,透射波的幅度随入射角的增大而单调下降。不过,此时透射的能量并不仅仅为透射系数的平方:还必须要考虑折射指数、入射角和反射。我们不必要详细地研究透射的能量到底为多少,实际上,只需要简单地认为任何未被反射的能量(如图 6-12 所示)都被透射出去即可。

## 6.2.6　连续媒质的折射

远距离的室外传播通常使用方向性很强的天线和窄波束,这就使得传播过程中波束的传播方向很容易发生偏转。为了完整地阐述这个问题,我们引入一些必要的概念来估算传播过程中连续媒质(大气)的折射指数梯度所起的作用。

考虑具有不同折射指数的媒质中电波的传播情况。如果在一个波长范围内媒质的折射指数变化很小,则可以采用射线近似法(6.2.1 节)。这时,我们主要关注已知射线在媒质中沿路径传播时的方向变化。可以看到,在每一点处传播路径的方向变化主要取决于该点处折射指数的梯度(如图 6-15 所示):最终得到的方程就是我们熟悉的几何光学方程。(采用链式法则扩展导数后就可以解释这种神秘的方程形式,总的来说,路径方向的改变由垂直于路径的 $n$ 点处的梯度分量决定。)

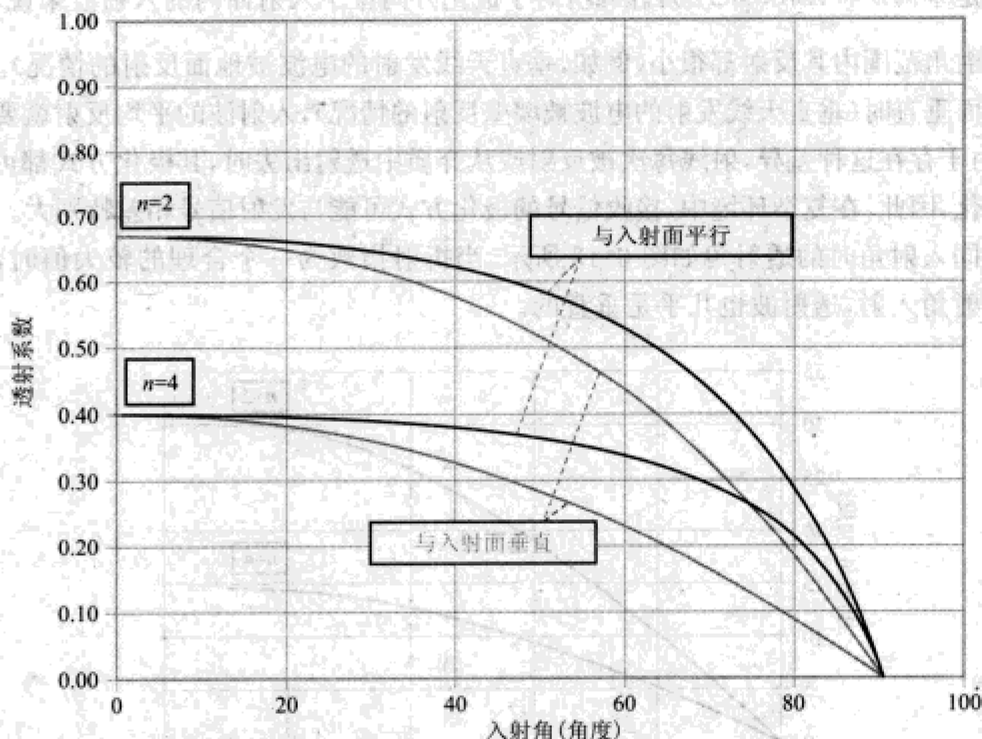



图 6-14　介质分界面上的透射系数($n_1=1$)

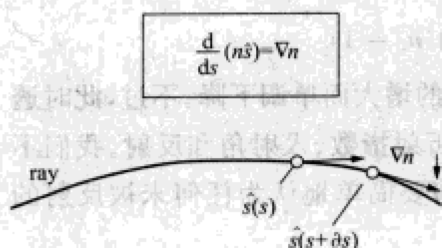



图 6-15　射线在折射指数不同的媒质中传播

最终总的结果是射线朝折射指数更高的地区偏转。为了使读者明白几何光学方程是如何应用的，我们来看一个相关的例子：在一个具有垂直折射指数梯度的区域内(因为大气的温度、湿度或密度具有这样的梯度)，初始射线沿水平方向传播(即与地面平行)。这种情况如图 6-16 所示。

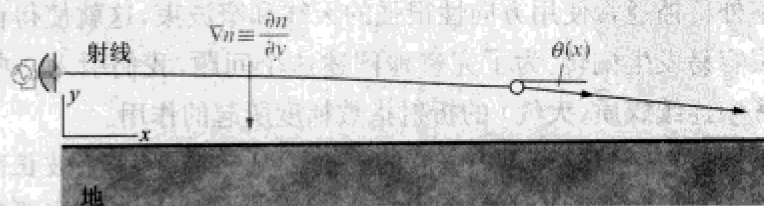



图 6-16　水平射线在垂直梯度的媒质中传播

对于射线上的每一点，我们都能定义其与水平方向的一个夹角 $\theta$，则几何光学方程变为

$$\frac{\partial}{\partial s}[n(\cos\theta,\sin\theta)]=\left(0,\frac{\partial n}{\partial y}\right) \tag{6-11}$$

此处的式(6-11)表示两个方程,一个对 $x$,另一个则对 $y$。如果我们假设 $\theta$ 非常小,则 $\cos\theta\approx1$,$\sin\theta\approx dy/dx$,其中 $y$ 为射线的高度。通过代换很容易得到以下的解

$$y\approx\frac{Gx^2}{2n_0}\Rightarrow 曲率半径\ R=\frac{n_0}{G} \tag{6-12}$$

式中,$n_0$ 为路径初始处的折射指数,$G=dn/dy$ 为折射指数梯度。因此,传播路径是一个圆弧,其曲率半径与折射指数的梯度成反比,折射指数关于自身归一化。

在第8章中,我们将研究折射指数梯度会出现哪些值,它们与大气状态有何联系,对远距离无线链路又有什么样的影响。

### 6.2.7 绕射和散射:基础知识

至此,在我们所有的讨论中都是假设平面波在横向上是一致的,从而得出教科书式的结果,当处理可见光在普通物体中的传播问题时,这是一种非常有用的近似方法。为了应用这些结果,我们只对射线进行追踪,并基于反射、折射或吸收效应来确定射线的方向和幅度(如图6-17所示)。

很遗憾,图6-17的这种简化形式并不适合WLAN链路(但在某些时候能很好地反映出链路的官能度),基于微波通信的WLAN工作在另外一种非常不同的环境中,其中充斥着很多物体,这些物体的横向尺寸与辐射波的波长可比拟。当沿射线路径上存在有遮挡物时,并不能保证那个方向上的场强为零(阴影);而当射线路径上没有遮挡物时,也不能保证电波传播不会受到阻碍(如图6-18所示)。阴影的边缘会扩散,阴影的亮度也会发生变化,其能量可能会被散射到仰角更高的射线中。

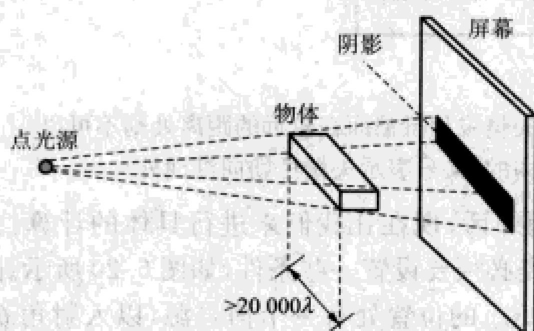



图6-17 当物体所有的尺寸都远大于一个波长时所投射的几何阴影

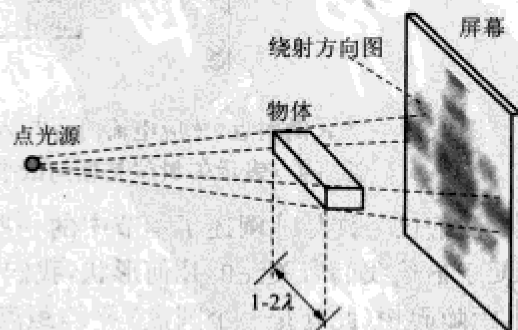



图6-18 尺寸可与一个波长比拟的物体所投射的绕射阴影

乍一看,这些结论是对我们在所生活的光学世界中业已形成的直觉的一种挑战。然而,从本质上看就会发现,这些结论都是我们此前已介绍过的思想的明显结果:当一个矢量位冲击到一个导电体上时,必然会在那个物体上产生感应电流,这些电流反过来又会根据式(5-1)产生新的辐射。那么,我们的计算流程应该包括:先计算出感应电流的大小,再根据此感应电流计算出附加辐射矢量位的值(即散射矢量位)。散射矢

量位和状似障碍物的天线的辐射方向图十分相似，并且随着角度的不同以一种简单、合理的形式平滑地变化。不过，总矢量位为入射矢量位与散射矢量位之和，当路径长度很大时（像典型的 WLAN 链路情况），入射和散射矢量位的相对相位随位置的不同而发生快速变化，正是这种相对相位的快速变化导致绕射方向图会产生复杂的空间变化。

这种方法的一个关键假设就是入射矢量位在恰好穿过较厚的金属障碍物后还能保持继续延伸。由于读者会习惯性地认为金属表面是一个理想的屏蔽面，因此，这个假设可能有违于我们的直觉。不过，以统一的形式来处理这两种不同的情况是完全有可能的（如图 6-19 所示）。金属表面上的感应电流产生一个矢量位，和与电流层非常相近的入射矢量位相抵消，电流层处的金属表面就显得为无穷大。这个完全同样的电流在较远的位置上也会感应出另一个矢量位，但此处电流层就不再显得无限延伸，感应矢量位不需要、也不能与入射矢量位完全相抵消。实际上，根据它们之间的相对相位，感应矢量位和入射矢量位叠加后可能会增大接收信号的场强，使之比未受阻挡的信号场强还要大——即使接收点位于几何阴影内。

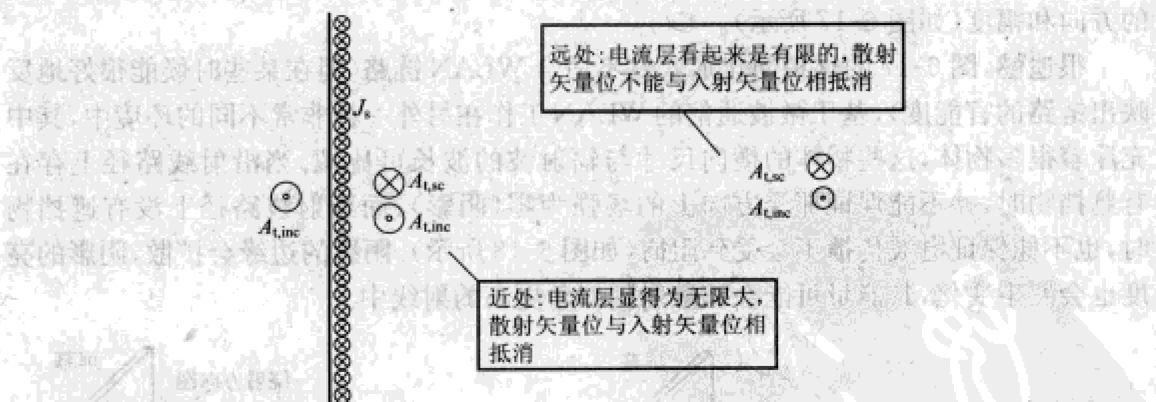



图 6-19　在表面附近，感应电流可以与入射矢量位相抵消而在较远的距离处则不可以
注：圆点表示矢量位是朝向纸平面内的，叉号表示矢量位朝向纸面外

我们已经详尽地阐述了本节中的一些题外话，现在让我们来进行具体的计算。为了便于描述我们所关注的几何形状，我们首先必须要设置一些条件，如图 6-20 所示。图中，距障碍物（此处是一个圆盘）平均距离为 $R_{inc}$ 的位置处有一个信号源，以入射角 $\theta_{inc}$ 对障碍物进行辐射，入射角定义为圆盘外法线与信号源方向的逆时针夹角。接收机位于和障碍物距离为 $R_{obs}$ 的观察点处，其倾斜角为 $\theta_{obs}$，斜角定义为观察点与圆盘反向外法线之间的逆时针夹角。（采用这种奇特的选择方式能保证在传播的初始方向上 $\theta_{obs}=\theta_{inc}$。）入射矢量位本身则沿着长度为 $R_{dir}$ 的直达路径传播到观察点处。

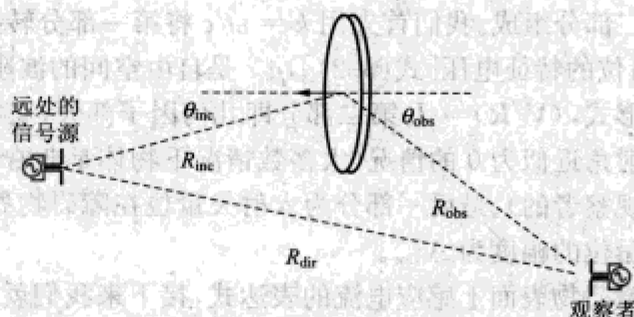



图 6-20　绕射计算的几何图形

现在我们需要计算金属表面上的本地感应电流与入射矢量位之间满足何种关系。如果感应电流能成功地将入射矢量位屏蔽掉的话，则金属内部位于感应电流层之后的矢量位就为零。只要电流层的厚度远远小于一个波长（其频率必然要为几吉赫，参看表 6-1），我们就可以在感应电流层上进行积分，从而得到恰好位于电流层之外的金属表面上电流密度与矢量位导数之间的关系，可按照图 6-21 中的命名法表示如下：

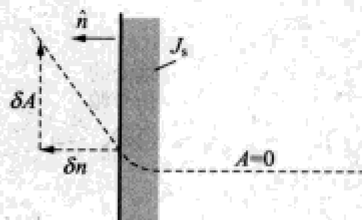



图 6-21　定义表面导数的几何图形

$$\frac{\partial A}{\partial n}=-\mu_0 J_s \tag{6-13}$$

这里，$J_s$ 是指单位面积上的电流而不是单位体积内的电流。

电流层左方的矢量位是入射矢量位与反射矢量位之和（见 6.2.4 节）。为了得到入射波的法向导数，我们简单地假设 $\vec{A}$ 与入射面是垂直的，取 $\vec{A}$ 对传播方向的导数后再乘以 $-\cos\theta_{inc}$，所产生的负号是因为入射波的指向与法向相反，余弦反映了 $\vec{A}$ 的导数在垂直于表面的方向上的投影。对于反射波也采用类似的方法来计算。回想一下 6.2.4 节中，反射角与入射角是相等的，但反射与入射的方向相反，则只有矢量位的横向分量 $\vec{A}_t$ 是匹配的，由此可得到

$$\begin{aligned}\left.\frac{\partial}{\partial \hat{n}}A\right|_{\text{surface}}&=A_{t,inc}\left(-ik\frac{e^{-ikR_{inc}}}{R_{inc}}(-\cos(\theta))-(-ik)\frac{e^{-ikR_{ref}}}{R_{inc}}(\cos(\theta))\right)\\&=2ikA_{t,inc}\cos(\theta)\frac{e^{-ikR_{inc}}}{R_{inc}}\end{aligned} \tag{6-14}$$

设式(6-14)与式(6-13)的表面导数式相等，则可得

$$\left.\frac{\partial}{\partial \hat{n}}A\right|_{\text{surface}}=2ikA_{t,inc}\cos(\theta)\frac{e^{-ikR_{inc}}}{R_{inc}}=-\mu_0 J_s \tag{6-15}$$

由此可求出表面电流密度，我们发现理想的结果应该为

$$J_s=\underbrace{\frac{-2ikA_{t,inc}}{\mu_0}}_{(V/R)}\underbrace{\cos(\theta)}_{\text{几何因子}}\underbrace{\frac{e^{-ikR_{inc}}}{R_{inc}}}_{\text{传播因子}} \tag{6-16}$$

以上电流表达式由三部分组成。我们首先用 $k=\omega/c$ 将第一部分转换为 $(\mathrm{i}\omega A/\mu_0 c)$ 的形式，而 $\mathrm{i}\omega A$ 是矢量位的特征电压[式(5-2)]，$\mu_0 c$ 是自由空间的波阻抗；因此第一部分恰好是欧姆定律的形式，$(V/R)=I$。第二部分即几何因子部分，通常将其设为1，因为我们通常只关注入射角近似为0的情况(大多数情况下物体是非常凸的，因此，物体总有一面近乎是正对观察者的)。最后一部分为入射矢量位在障碍物处的相位和幅度，假定在源点处入射矢量位的幅度为 $A_{t,\mathrm{inc}}$。

既然已经得到障碍物表面上感应电流的表达式，接下来我们就可以应用式(5-1)，通过对感应电流进行积分的这种常用方式来计算散射矢量位，如图6-22所示。为简单起见，我们假定障碍物、信号源和观察者都位于垂直于矢量位和感应电流的平面内，这样的话，散射矢量位就完全为横向的。通常情况下还要加上一个更为复杂的几何因子，但这并不会从性质上改变上述结果。

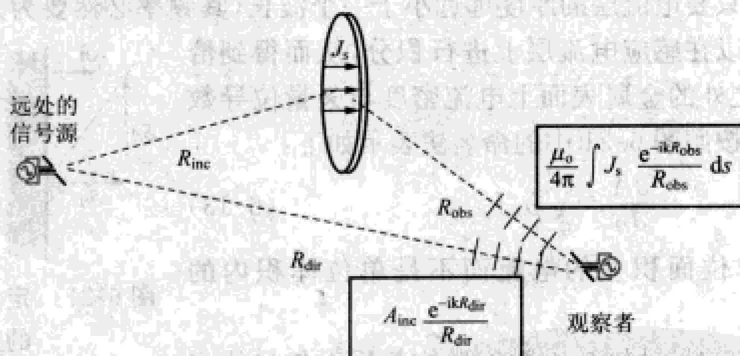



图6-22　观察点处的散射和直达矢量位

将式(6-16)的表面电流表达式带入到式(6-15)中，可得

$$A_{\mathrm{sc,obs}}=\frac{-\mathrm{i}kA_{t,\mathrm{inc}}}{2\pi}\int\cos(\theta_{\mathrm{inc}})\frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{i}kr_{\mathrm{inc}}}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}kr_{\mathrm{obs}}}}{r_{\mathrm{inc}}r_{\mathrm{obs}}}\mathrm{d}s \tag{6-17}$$

此处我们用 $r$ 表示源点或观察点到障碍物上某一点的本地距离，而不是用平均距离 $R$ 来表示，因此，我们可以在障碍物表面上进行积分。正如天线问题一样，距离的变化量相对于距离的平均值来说是非常小的，因此，对 $(1/r)$ 项几乎没有什么影响，但是当距离的变化可与一个波长相比拟时，还是会使指数项产生很大变化的。

对式(6-17)的形式有一个简单的解释：信号源辐射到圆盘的中点上，感应出一个与其相位和幅度成正比的电流，这个电流又辐射出其本身的矢量位，电流与其矢量位之间的相对相位和幅度照例也是与 $\mathrm{e}^{-\mathrm{i}kr}/r$ 成正比的。通过在障碍物表面上积分，我们就可以获得最终的散射场。散射场矢量位比较复杂，这是因为积分在穿越障碍物表面时相位发生了变化。

由于电流元在各个方向上的辐射是相等的，因此，当我们看到在几何阴影区外还存在较强的散射场时一点儿都不应该感到奇怪。不过，对一个有限的法向倾角来说，我们很容易就能看到几何阴影和几何反射方向很可能具有特殊的作用。障碍物表面上的不同位置会产生不同的相位，在相位大致相同的方向上——即相位比较稳定的方向上，散射场

是最强的。图 6-23 显示了入射到障碍物表面上相邻两点处的两条射线，这相邻的两点之间相距一个很小的间隔 $\delta$。源点到较低点处的距离比源点到较高点处的距离要小 $\delta\sin\theta$。不过，在几何阴影的方向上，这点距离差可以由较低点与远处观察点之间过长的距离来精确补偿，几何反射方向上的情况也同样如此。在这些方向上，散射场被认为是最强的，它们与入射场之间的相互作用决定了在远点处所探测到的总信号场强。

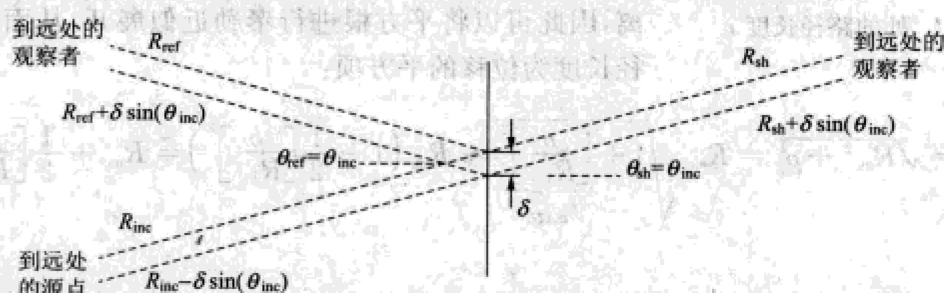



图 6-23　阴影和反射方向是障碍物表面上较小的位移所对应的相位稳定的方向

## 6.2.8　绕射和散射：举例

为了搞清楚绕射和散射是怎样计算的，我们来分析一个特例。机敏的读者可能已经注意到图 6-20 和图 6-22 描述了一个圆盘形的障碍物，在以上这两个虚构的示例中，圆盘形障碍物似乎已经为我们构建一个具有前瞻性的例子，作者在这里再次提到它只是为了尽量减少示例时的工作量。电波轴向辐射时圆盘所产生的绕射效应是绕射理论早期时的一个著名示例，因此，其正确结果可用来验证我们的计算，以下我们来尝试计算这个问题。

算例的几何图形如图 6-24 所示：坐标轴上距离为 $R_{inc}$ 的信号源轴向辐射到一个直径为任意 $d$(不能小于一个波长) 的圆盘上，信号源到圆盘上特定点的距离以 $r_{inc}$ 表示，假定 $R_{inc}$ 和 $r_{inc}$ 都远大于 $d$ 和 $\lambda$。观察点也位于轴上，用于接收入射矢量位和散射矢量位，其距离与源点距离类似。那么，在观察点处探测到的信号强度到底是多少呢?

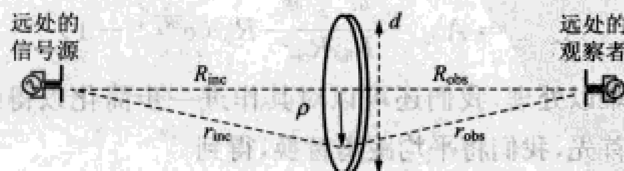



图 6-24　远处信号源对圆盘轴向辐射时圆盘所产生的绕射效应

因为源点和观察点相距较远，因此我们可以采用**轴向近似法**：在穿越圆盘表面时 $r$ 的相对变化极其细微，因此可以忽略不计，直到必须要关注$1/r$ 项时为止。进一步说，因为是在轴上，所以可以简单地认为入射角的余弦等于 1，则式(6-17) 变为

$$A_{sc,obs} \approx \frac{-ikA_{t,inc}}{2\pi R_{inc}R_{obs}}\int e^{-ikr_{inc}}e^{-ikr_{obs}}ds \tag{6-18}$$

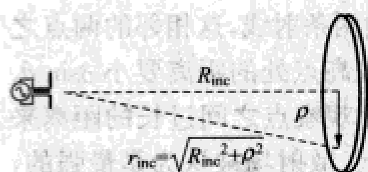



图 6-25　到圆盘表面上某一点处的路径长度 $r$

如果能将距离表示为圆盘表面上位置的函数，我们就可以对上式进行积分。通过勾股定理（如图 6-25 所示），可以计算出源点到圆盘上与圆盘中心相距为 $\rho$ 的任一点的路径长度，但这种形式不便于用解析方法来求解积分。因为圆盘的直径远小于圆盘到源点或观察点的距离，因此可以将平方根进行泰勒近似展开，从而得到路径长度为位移的平方项：

$$r_{inc}=\sqrt{R_{inc}^{2}+\rho^{2}}=R_{inc}\sqrt{1+\underbrace{\left[\frac{\rho}{R_{inc}}\right]^{2}}_{\text{比较小}}}\approx R_{inc}\left(1+\frac{1}{2}\left[\frac{\rho}{R_{inc}}\right]^{2}\right)=R_{inc}+\frac{1}{2}\left[\frac{\rho^{2}}{R_{inc}}\right]\tag{6-19}$$

计算观察点的距离 $r_{obs}$ 时可以采用同样的推导方法。在上下文中，这种对路径长度的平方展开就是我们所熟知的菲涅耳绕射。现在我们可以用单个变量 $\rho$ 来代替替式(6-18) 中的两种路径长度，即：

$$A_{sc,obs}\approx\frac{-ikA_{t,inc}}{2\pi}\frac{e^{ikR_{inc}}e^{-ikR_{obs}}}{R_{inc}R_{obs}}\int e^{-\frac{ik}{2}\left[\frac{1}{R_{inc}}+\frac{1}{R_{obs}}\right]\rho^{2}}2\pi\rho\,d\rho\tag{6-20}$$

此时的积分是一种严格的微分形式（即 $\rho^2$ 的导数为 $\rho d\rho$），因此我们引入一个新的变量 $u=\rho^2$，括号内的量也可很方便地用下式表示：

$$\frac{1}{R_{av}}=\frac{1}{R_{inc}}+\frac{1}{R_{obs}}\tag{6-21}$$

通过以上的代换后，可得

$$A_{sc,obs}=\frac{-ikA_{t,inc}}{2}\frac{e^{ikR_{inc}}e^{-ikR_{obs}}}{R_{inc}R_{obs}}\int_{0}^{d^{2}/4}e^{\left[\frac{-ik}{2R_{av}}\right]u}du\tag{6-22}$$

积分现在变为一种简单的指数积分形式。我们知道，这种形式的指数积分只需将指数项除以其自变量的常数部分即可。经过计算可得

$$A_{sc,obs}=A_{t,inc}\frac{e^{-ikR_{inc}}e^{-ikR_{obs}}}{R_{inc}R_{obs}}R_{av}\left(e^{\frac{ik}{2R_{av}}\frac{d^{2}}{4}}-1\right)\tag{6-23}$$

上式依然比较复杂，难以处理，我们还可以对其作进一步简化以得到更为简洁的结果（也许会令人惊讶）。首先，我们将平均距离替换，得到

$$\frac{R_{av}}{R_{inc}R_{obs}}=\frac{1}{R_{inc}R_{obs}}\frac{R_{inc}R_{obs}}{R_{inc}+R_{obs}}=\frac{1}{R_{inc}+R_{obs}}\tag{6-24}$$

将上式带回到式(6-23) 中可得

$$\begin{aligned}A_{sc,obs}&=\underbrace{A_{t,inc}\frac{e^{-ik(R_{inc}+R_{obs})}}{R_{inc}+R_{obs}}}\left(e^{\frac{ikd^{2}}{8R_{av}}}-1\right)\\&=A_{no\ disk}\left(e^{\frac{-ikd^{2}}{8R_{av}}}-1\right)\end{aligned}\tag{6-25}$$

括号前面的因子表示在忽略圆盘的条件下入射波从源点连续传播到观察点后其矢量位所发生的变化。我们将散射场和入射场相加后就得到观察点处总的矢量位为：

$$A_{\text{total}} = A_{\text{no disk}}\left(e^{-\frac{ikd^2}{8R_{av}}} - 1\right) + A_{\text{no disk}} = A_{\text{no disk}}e^{\frac{ikd^2}{8R_{av}}} \tag{6-26}$$

因此，恰好位于收发之间直达路径上的、假定为不透明的金属圆盘所产生的传播效应就是将不存在圆盘时所得到的矢量位与一个相位因子相乘（这是个比较棘手的问题，因为通常情况下我们无论如何都不知道绝对相位的大小）。观察点处的感应电流强度与不存在圆盘时该点处的感应电流强度是相等的，即

$$I_{\text{total}} = |A_{\text{total}}|^2 = I_{\text{no disk}} \tag{6-27}$$

因此，圆盘并没有在轴上产生投影！这个有违常识的结果就是著名的泊松亮点。这提醒我们实际的阴影并非就是黑白的。如果要按照冲击矢量位被金属圆盘屏蔽，圆盘内部及圆盘后的矢量位应该为零的想法来理解的话，则以上的亮点就让人困惑不解了，但是，如果我们将电流简单合计一下就会知道这实际上是个非常合理的结果。感应电流所产生的散射矢量位是圆盘直径 $d$ 和平均距离 $R_{av}$ 的函数，当观察点移动到距圆盘非常近的位置时，如果相同的电流一定能产生出一个入射矢量位的特征值的话，则散射矢量位就会围绕此特征值沿一个圆周运动，这也是一个非常合理的结论。散射矢量位和入射矢量位之和也是绕原点转动的，因为其大小或与原点的距离是不断变化的，但其幅度并不发生变化（如图 6-26 所示）。散射矢量位是在 0～2 倍入射矢量位之间变化。

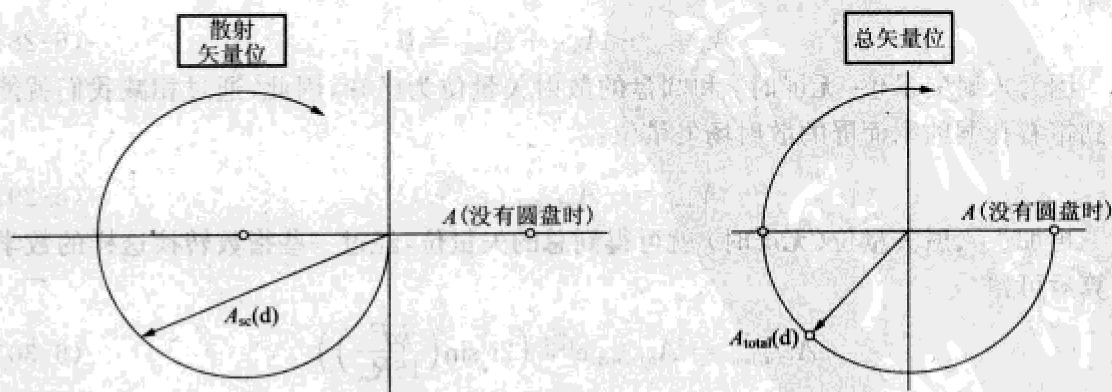



图 6-26　散射矢量位和入射矢量位合并后并没有产生太大的变化

比较有意思的是，解决好圆盘问题后我们就能立即得到关于无限大平面屏上有一个孔洞问题的解（如图 6-27 所示）。

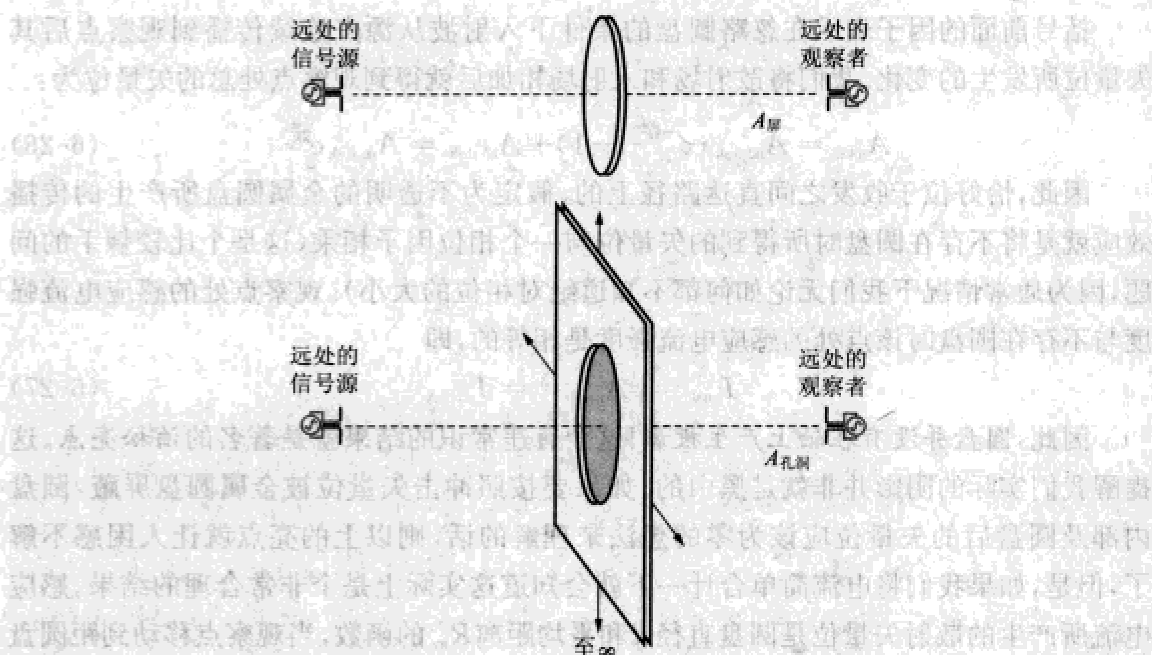



图 6-27 经填补后的障碍物

我们所采用的方法就是巴倬涅原理：将圆盘填补进与之尺寸相同的孔洞后就形成一个完整的无限大平面屏，它理所当然地可以挡住所有的冲击辐射波。因此，圆盘和孔洞的散射矢量位之和必须为负的入射矢量位，或等效为所有的矢量位之和必须为零：

$$A_{\text{no screen}} + A_{\text{hole}} + A_{\text{disk}} = 0 \tag{6-28}$$

因为入射矢量位(无屏时）和圆盘的散射矢量位为已知，因此，通过相减我们就能得到带有孔洞的平面屏的散射场矢量位：

$$A_{\text{hole}} = -A_{\text{no screen}}\left(e^{-\frac{ikd^2}{8R_{av}}}\right) \tag{6-29}$$

再加上入射矢量位(无屏时）就可得到总的矢量位，经过一些指数转换这样的数学运算后可得

$$A_{\text{total, hole}} = A_{\text{no screen}}\, e^{\frac{ikd^2}{16R_{av}}}\left(2i\sin\left(\frac{kd^2}{16R_{av}}\right)\right) \tag{6-30}$$

图 6-28 显示了频率为 2.4GHz 时信号源的辐射情况，信号 $|A|^2$ 所发生的变化是距离和孔径大小的函数，其功率在 0～4 倍入射功率之间变化，对此我们不应该感到奇怪，因为散射矢量位的大小与入射矢量位是一样的，但散射矢量位对功率的影响既可能是建设性的也可能是破坏性的，图 6-26 的左边部分显示了这种情况。

图 6-28 还说明了菲涅耳区的概念，它通常用于研究垂直入射时的绕射问题，其中，相位的变化与沿障碍物上位移的平方有关。圆柱形的孔径或障碍物被划分为好几个区，每个区的边缘就是附加路径长度所在的位置，它对应的累积附加相位为 πrad(半波长)。在圆柱是对称的这一特殊情况下，每一个菲涅耳区的面积都是相等的：因为相位

是随距离的平方变化的，因此随着圆柱半径的增大，菲涅耳区的扩展度会变得越来越窄，但由于面积是半径的平方，所以其面积却是增加的。所以说，每一个菲涅耳区对积分的贡献是相同的，但正负号却是交替变化的。奇数菲涅耳区产生的矢量位最大，偶数菲涅耳区产生的矢量位最小，其值为零，如图 6-28 所示。在圆柱的几何图形中，菲涅耳区的实体大小为

$$n \approx \frac{1}{\lambda}\left[\frac{[d/2]^2}{R_{av}}\right] \tag{6-31}$$

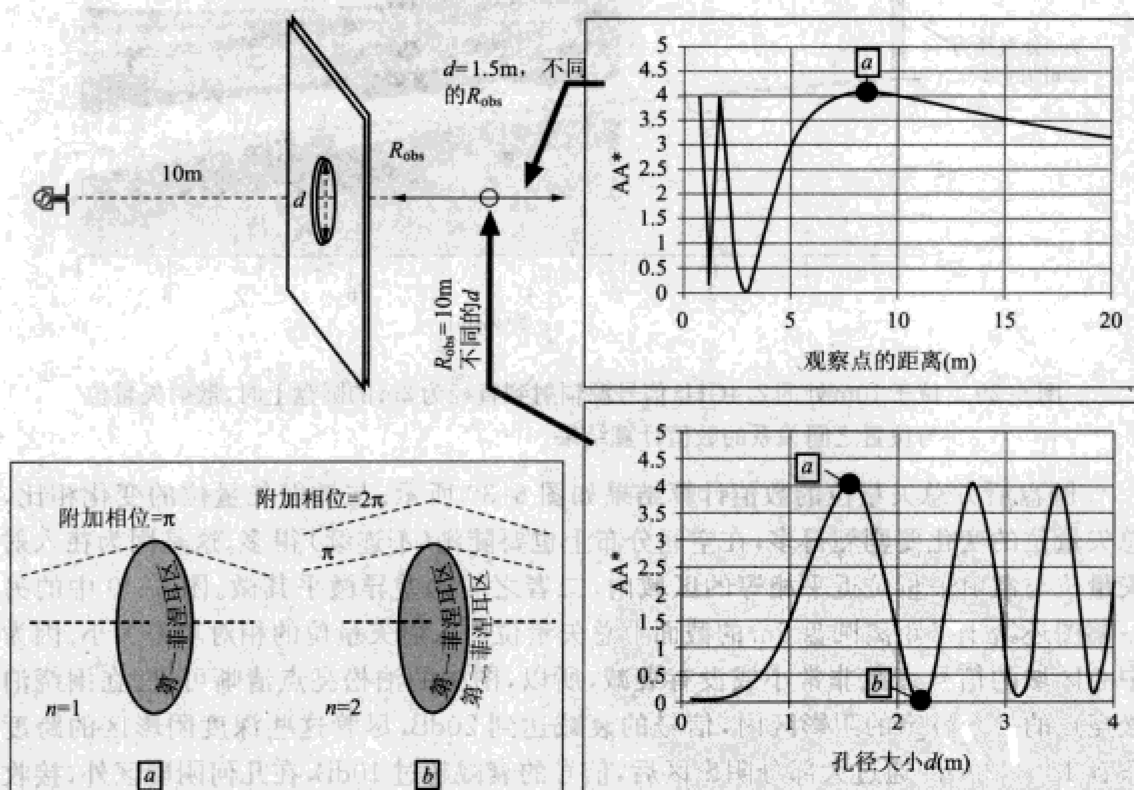



图 6-28　2.4GHz 的信号辐射时，穿过孔径的接收功率与距离及孔径大小之间的关系，同时也显示了第一菲涅耳区和第二菲涅耳区

WLAN 接收机不一定恰好位于障碍物的轴线上。在实际应用中我们更愿意知道接收机处于通常位置时，像圆盘这样的障碍物会对接收功率产生怎样的影响。不幸的是，在这类一般性问题上对相位进行简单的平方展开将不再有效，因而就无法用解析的形式来求解，所以我们必须转用数值模拟的方法来求解。图 6-29 显示了一个 10m 处的 2.4GHz 的信号源轴向辐射到一个半径为 1m 的圆盘后，由数值计算所得到的散射矢量位的大小，散射矢量位已经对每一位置处的入射矢量位作了归一化处理。尽管散射矢量位非常复杂，但通常可以采用与几何阴影区内的入射矢量位进行比照的方式进行描述。当观察点移动到阴影区外时，散射矢量位迅速下降到零。从图 6-26 的左半图中我们可以预料到散射矢量位在轴向上具有最大值和最小值。

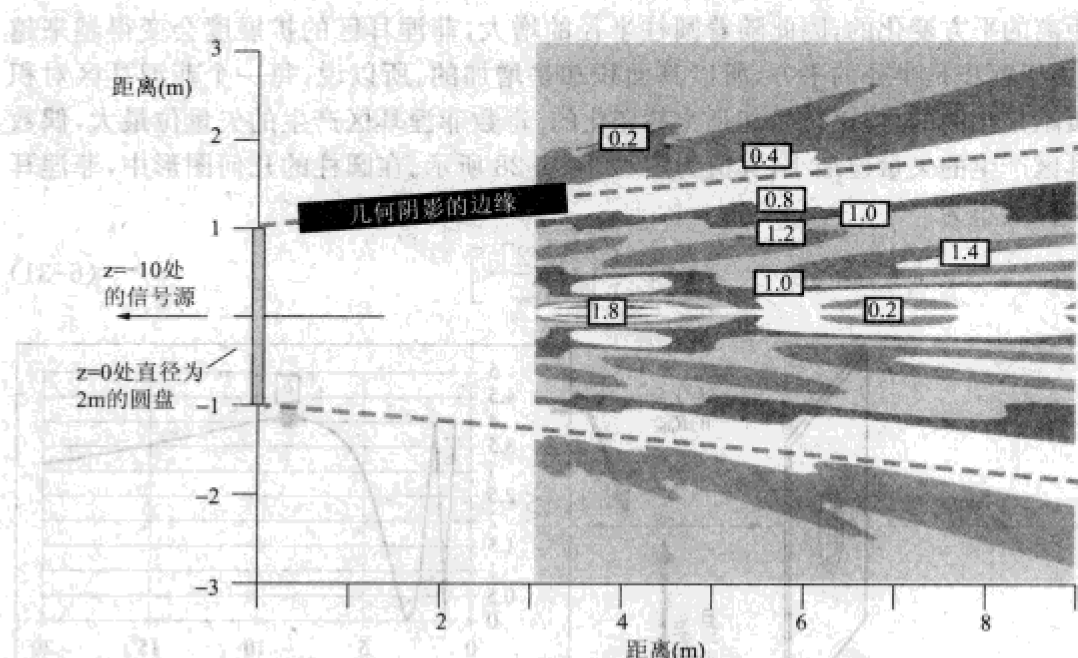



图 6-29 位于10m处的2.4GHz信号源辐射到直径为2m的圆盘上时，散射矢量位与位置之间关系的数值计算结果

圆盘后方总矢量位的数值计算结果如图 6-30 所示。与散射矢量位的变化相比，总矢量位的变化要剧烈得多，在空间分布上也要陡峭(不连续)得多。这是因为在入射矢量位与散射矢量位近乎相等的区域内，二者之间的差异微乎其微。图 6-30 中的另一幅图还给出了距离圆盘 5m 的截面上总矢量位与入射矢量位的相对功率大小。因为中心区域的信号衰减非常小或没有衰减，所以，图中的泊松亮点清晰可见。在围绕泊松亮点的一个较窄的阴影区内，信号的衰减达到 20dB，尽管这些深度阴影区的跨度只有 10 ~ 20cm。通过大部分阴影区后，信号的衰减超过 10dB，在几何阴影区外，接收信号的功率依然会产生比较明显的波动。当我们朝远离圆盘的方向移动时，泊松亮点的面积将会增大，阴影区的面积也同样会增大，亮点面积大致与阴影区面积成正比。随着距离的增加，最深阴影区的阴影深度将缓慢下降，数值计算的结果表明，距离圆盘 30m 处阴影区的深度仍然达到 15dB。当观察点远离圆盘时，散射矢量位基本上就是圆盘作为天线时的辐射方向图，其功率密度随$(1/r^2)$下降。当 $r$ 大到可以和信号源与障碍物之间的距离相比拟时，信号源与障碍物所产生的矢量位几乎以同样的速率下降。因此，在远距离上，散射矢量位与直接来自信号源的矢量位之间的相对变化是非常缓慢的。

另一类值得研究的障碍物是半无限大平面的直边。在室内环境中，我们可能会在一块很大的金属(或厚水泥)墙或隔墙的末端处发现这种形状或这种形状的一部分；在室外环境中，建筑物的顶部和长距离链路时地球的曲边都可以近似看作是对冲击信号具有绕射作用的直边，其代表性的结构如图 6-31 所示。在这里为简单起见，我们认为信

号源远离直边，故 $R_{av} \Rightarrow R_{obs}$。

对于垂直入射的情况，我们还可以将路径长度用横向位移进行平方展开（式 6-32）。

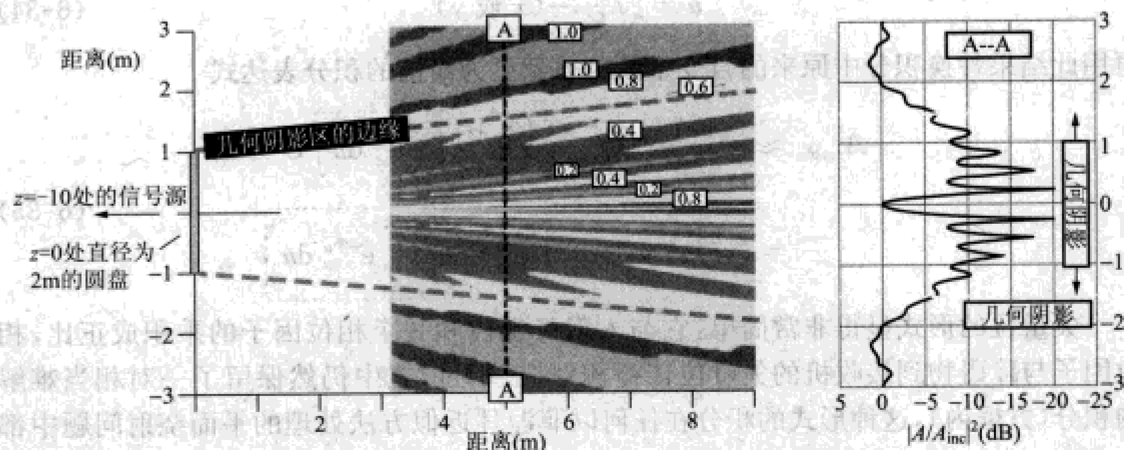



图 6-30 位于 10m 处的 2.4GHz 信号源辐射到直径为 2m 的圆盘上时，圆盘右方总场矢量位的数值计算结果

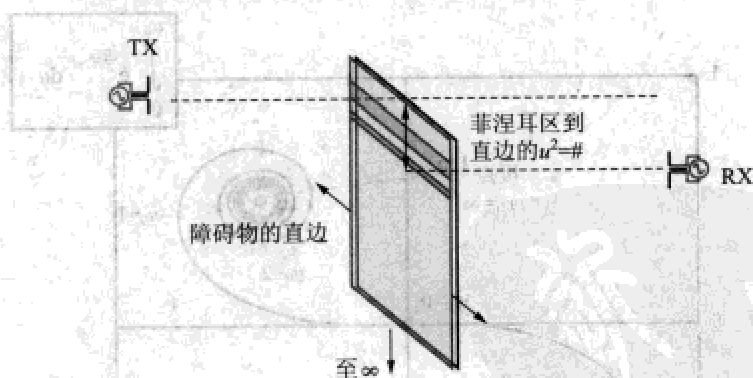



图 6-31 半无限大障碍物的边缘绕射

$$r_{obs} = \sqrt{R_{obs}^2 + \rho^2} \approx \underbrace{R_{obs}\left(1 + \frac{1}{2}\left[\frac{\rho}{R_{obs}}\right]^2\right)}_{\text{如果}\frac{\rho^2}{R_{obs}} \ll 1} = R_{obs} + \frac{1}{2}\left[\frac{x^2}{R_{obs}}\right] + \frac{1}{2}\left[\frac{y^2}{R_{obs}}\right] \tag{6-32}$$

通过作平方近似后，距离就是 $x$ 方向和 $y$ 方向上位移的路径长度之和，因此，面积分可以分解成对 $x$ 的积分和对 $y$ 的积分。将距离表达式带入到散射矢量位的积分公式[①]中，我们可以得到

$$A_{sc,obs} \approx \frac{-ikA_{t,inc}}{2\pi}\frac{e^{-ikR_{obs}}}{R_{obs}}\int e^{-\frac{ik}{2}\left[\frac{1}{R_{obs}}\right]y^2}\mathrm{d}y\int e^{-\frac{ik}{2}\left[\frac{1}{R_{obs}}\right]x^2}\mathrm{d}x \tag{6-33}$$

① 入射到障碍物表面上的矢量位只是一个相位相等的平面波。

式中，对 $x$ 的积分在其两个方向上都扩展到无穷大，但是对 $y$ 的积分被限制在观察点以上或以下的某个范围之内。用非涅耳区数目的平方根对距离作归一化处理：

$$u=\sqrt{\frac{2}{R_{\text{obs}}\lambda}}(x\text{ 或 }y) \tag{6-34}$$

再用此结果替换积分中原来的自变量就可得到更为简洁的积分表达式

$$\begin{aligned} A_{\text{sc,obs}} &\approx \frac{-\mathrm{i}kA_{\text{t,inc}}}{2\pi}\frac{e^{-\mathrm{i}kR_{\text{obs}}}}{R_{\text{obs}}}\left[\frac{R_{\text{obs}}\lambda}{2}\right]\int_{-\infty}^{u_0}\mathrm{e}^{-\frac{\mathrm{i}\pi}{2}u^2}\,\mathrm{d}u\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-\frac{\mathrm{i}\pi}{2}u^2}\,\mathrm{d}u \\ &=-\frac{iA_{\text{t,inc}}}{2}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}kR_{\text{obs}}}\boxed{\int_{-\infty}^{u_0}\mathrm{e}^{-\frac{\mathrm{i}\pi}{2}u^2}\,\mathrm{d}u\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-\frac{\mathrm{i}\pi}{2}u^2}\,\mathrm{d}u} \end{aligned} \tag{6-35}$$

矢量位的形式显得非常简单：它与入射矢量位和一个相位因子的乘积成正比，相位因子与障碍物到接收机的矢量位传播相对应。不过，式中仍然保留了一对相当难解的积分(方框内)，这种形式的积分在任何以非涅耳近似方法处理的平面绕射问题中都会出现，它的性质已经被阐明过了，当在复平面上画出其图形时，则随着 $u$ 的增加，此积分的值就形成了一个漂亮的曲线 —— 著名的考纽螺旋线[①]，如图 6-32 所示。

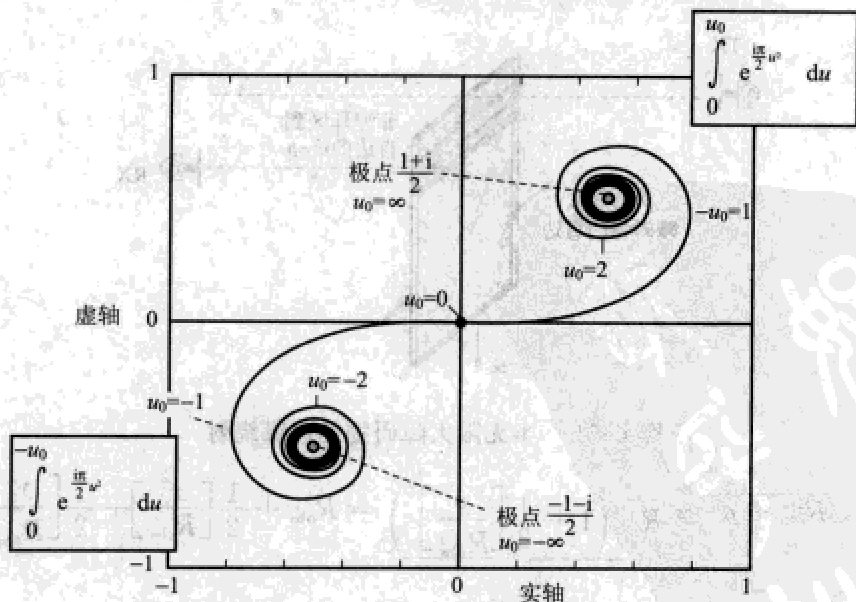



图 6-32　考纽螺旋线

螺旋线的形式比较值得研究。由于归一化变量 $u$ 就是通过表面的长度，假如我们从图的中心($u=0$) 开始出发，比如向右移动，则通过螺旋线可得到从 0 到 $u$ 的任何终点 —— 我们选为 $u_0$ —— 的积分值。当 $u_0$ 较小时，其相应积分区域内的相位变化非常小，积分是一个平滑曲线，其虚部按平方律增长；然而，当 $u_0>1$ 时，积分将发生质的变

① [注意，为了方便起见，考纽积分通常用正指数自变量来定义，如图 6-32 所示，因此，我们在应用时需要采用螺旋的复共轭形式 —— 从图形上看，只需通过实轴(x 轴) 取螺旋线的反映射即可。]

化，变成了一个围绕极点(1+i)/2的螺旋线。从物理意义上说，来自目标轴临近区域(比一个菲涅耳区小)的散射场基本上是同相相加的，但随着距离的增加，在较大的距离上相位将发生快速变化，这使得叠加的散射矢量位在复平面上快速形成螺旋线(并且这种叠加值不会很大)。

式(6-35)第二个方框中的积分仅仅为螺旋线的一个极点($-\infty$)到另一个极点($+\infty$)的距离：取其共轭复数可得$(1-i)$。因此，散射矢量位的积分可以重写为：

$$\begin{aligned} A_{sc,obs} &\approx (1-i)\frac{-iA_{t,inc}}{2}e^{-ikR_{do}}\int_{-\infty}^{u_0} e^{-\frac{\pi}{2}u^2}du \\ &= -(i+1)\frac{A_{t,inc}}{2}e^{-ikR_{do}}\int_{-\infty}^{u_0} e^{-\frac{\pi}{2}u^2}du \end{aligned} \tag{6-36}$$

对于某个特定的$u_0$值，我们通过追踪从极点$-(1+i)/2$(左下方)起到曲线上$u_0$处的这段考纽螺旋线就可从螺旋图上得到散射矢量位的大小，然后将此积分作为一个差矢量提取出来。例如，在几何阴影区的边缘上$u_0=0$，此时积分为极点的负数或$(1+i)/2$，取其共轭复数可得

$$\begin{aligned} A_{sc,obs} &= -\frac{A_{t,inc}}{2}e^{-ikR_{do}}\left(\frac{1-i}{2}\right)(i+1) = -\frac{A_{t,inc}}{2}e^{-ikR_{do}} \\ &= -\frac{1}{2}A_{no\ screen} \end{aligned} \tag{6-37}$$

当我们将入射矢量位与散射矢量位相加时，得到的结果恰好为屏障不存在时矢量位的1/2。这是我们根据巴俾涅原理所得到的精确结果，因为这两个相同的屏障每一个都对应半个平面(总体上它们就构成一个无限大的平面屏)，所以两个屏障总的散射矢量位应该精确为$-A_{inc}$，因此，总的矢量位①为0。

当观察者的位移有限时，其通常的结果如图6-33所示。当观察者位于屏障的上缘时，接收功率会有些波动；当观察者移动到几何阴影区内时，在没有阻挡的情况下接收信号迅速衰落20～30dB，其后再慢慢向0漂移。为了使接收信号的功率与不受阻碍时接收信号的功率相等，观察者应该位于几何阴影区上缘大约0.6倍归一化高度的地方，也就是说，需要超过一半的菲涅耳区能够被辐射到。

因为图6-33是以归一化距离$u$来显示的，因此，一旦由式(6-34)得到合适的尺度因子的话，此图就可以用于实际结构中。正如我们所指出的那样，当研究诸如墙壁、屋顶边缘或山体这类大型物体的绕射效应时，将图6-33记住会非常有用。

实际室内障碍物可能尺度有限，而且其截面也多是矩形而不是圆形。为此，我们先定性看一下这类物体是如何产生阴影的。在图6-34中，我们显示了一个正方形障碍物从不同位置处“看上去”的一组图像，根据信号源到观察者的直达距离和信号源到障碍物表面上每一点处的路程差，我们将每一幅图像都以不同的色彩来表示。其中，路程差是以半波长来衡量的，也就是说，这些图像显示的是一种广义菲涅耳区。(它

---

① 散射矢量位加入射矢量位。——译者注

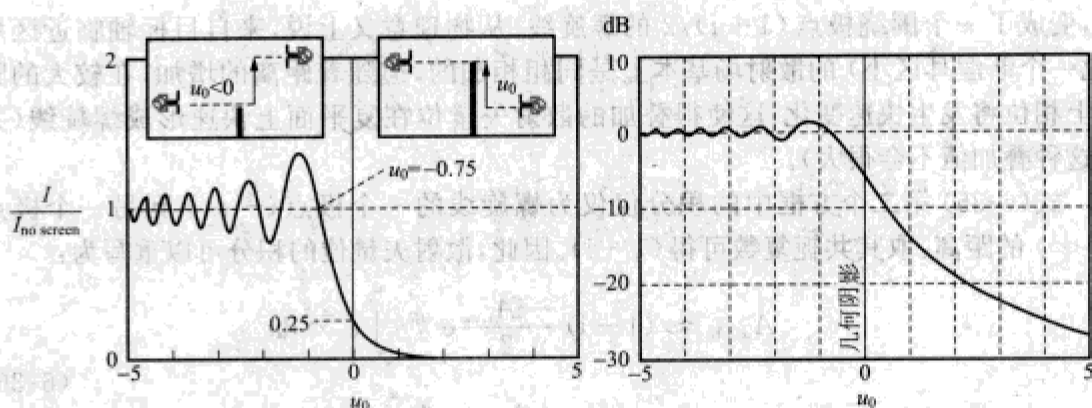



图 6-33　平面波入射时，障碍物直边附近所探测到的矢量位和信号功率

们与常规菲涅耳区不同，因为我们是以精确的路径长度来衡量的，没有必要采用由平方近似法所得到的距离长度。）每幅图像都伴随有该观察点处散射场幅度的数值计算值（该值已与同一位置处的入射场幅度作了归一化处理）。从轴向上看，在较近的距离上障碍物似乎包含有多个菲涅耳区。因为每一个完整的菲涅耳区对积分的贡献是相同的，所以，当距离变化时（图 6-28 左半图所示的沿圆周运动），散射场矢量位将迅速变化。不过，围绕障碍物的连续菲涅耳区本来应该是可以完全抵消的，但障碍物的拐角却使其变得非常混乱。可以预期的是，在矩形障碍物的情况下将不会出现散射矢量位的极限值（0 倍和 2 倍入射矢量位），其轴向上实际的最大幅度大约为 1.5，最小幅度大约为 0.6①。

在较远的距离上，路径长度主要取决于信号源到障碍物的距离，在 50m 处，第一菲涅耳区刚好够到障碍物的边缘，对 100m 或 500m 的距离，我们预计会有同样的形式。当我们向阴影区的边缘横向移动时，第一菲涅耳区将会被障碍物的边缘所削减，在几何阴影区的边缘上，第一菲涅耳区只有一半可见。当移出几何阴影区后，我们可以看到在通过障碍物表面时相位变化非常迅速。因此我们可以认为，这些区域内积分结果的符号大致是交替变化的，它们相加后的结果将非常小，这就很好地解释了为什么在几何阴影区外散射矢量位会迅速下降。在距离阴影边缘更远的区域内，菲涅耳区的形状将变得越来越直，且其宽度也基本是固定不变的。在这个区域内，路径长度主要取决于观察的视角：作为障碍物 $x$ 坐标轴的函数，附加路径长度大约为 $x\sin(\varphi)$，这里的 $\varphi$ 为入射角，因此，在通过障碍物表面时附加路径是线性变化的。在这个区域内，相位与位置成线性关系而不是平方关系，这个区域就是著名的夫琅和费绕射区。

那么，阴影区内的信号是如何变化的呢？为了得到更为定量的理解，我们需要进一步审视图 6-32 所示的考纽螺旋线。为简单起见，我们考虑一个宽度有限的高大障碍物，此时必须要引入式(6-21)中的平均距离 $R_{av}$，并用归一化距离 $u$[式(6-34)]对其作相应

① 入射矢量位的倍数。——译者注

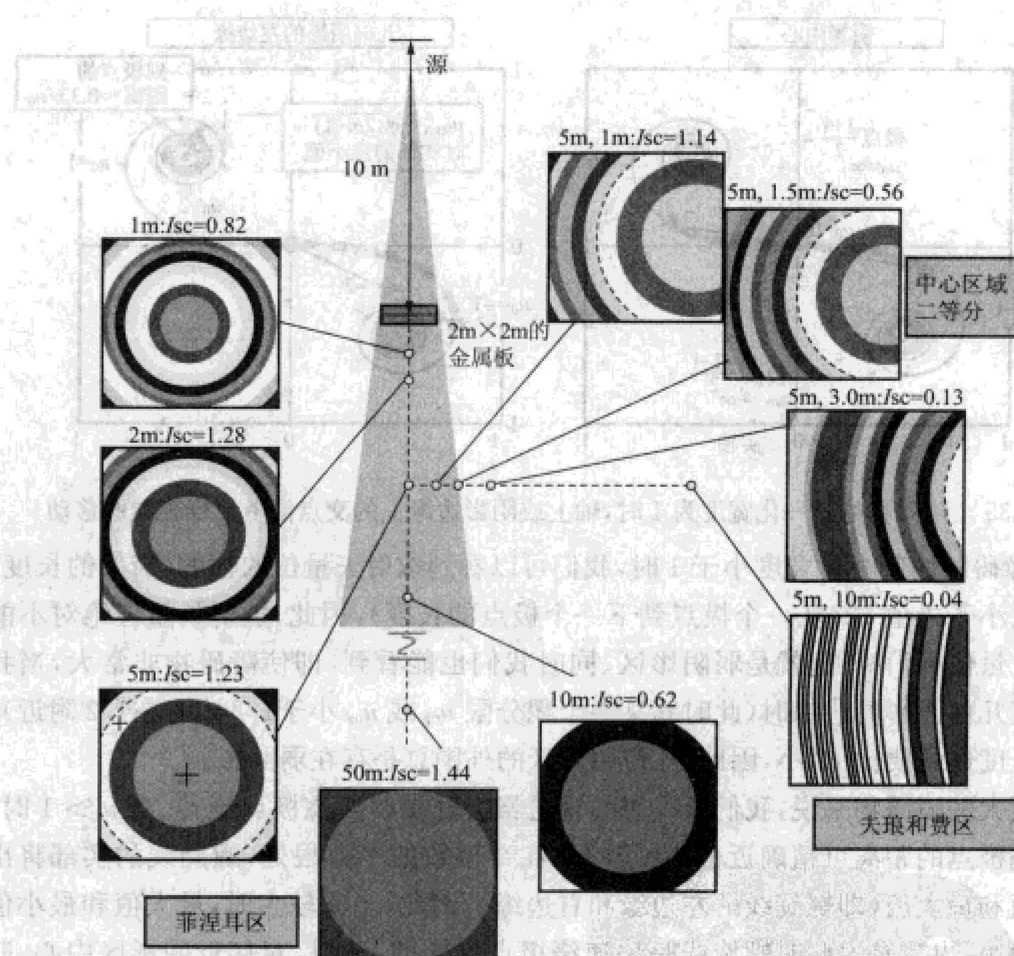



图 6-34　轴向辐射时正方形障碍物的广义菲涅耳区

的修正，但在其他方面不改变其数学形式。散射矢量位的积分像式(6-35)那样被重新分成两个部分，我们将把 $y$ 的积分限变为无穷大，这样的话只需将散射矢量位的积分简单地乘以一个常数即可。

当我们在阴影区内移动观察点时，对 $x$ 的积分又会发生什么?此时的积分限和障碍物的边缘相对应，要根据信号源到观察点的直达路径与障碍物的交点来衡量。在图 6-35 中，我们给出了交点在轴上和在阴影边缘上的例子，其中，障碍物的归一化宽度为 1。积分值为虚线区域的两个端点之差，虚线区域就是两个积分限之间的部分螺旋线。在阴影中心处，积分是从 $-1/2 \sim +1/2$；在阴影的边缘处，积分是从 $-1 \sim 0$；在中间位置处，积分限是线性变化的。一种很好的方法就是将这种情形想象成一幅图，其中，将虚线区域想象成一个沿螺旋线滑动的、长度固定的管道，将管道的端点定义为箭头的终点用以指示积分值。

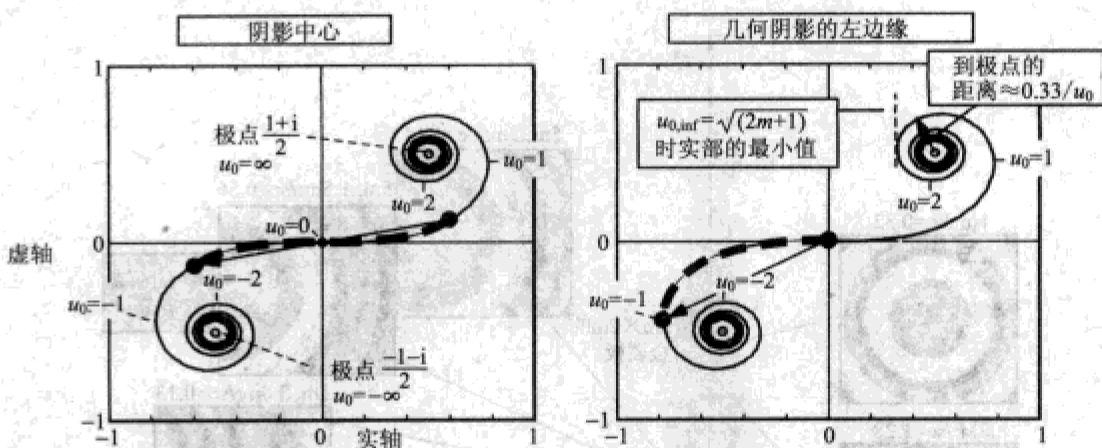



图 6-35 障碍物的归一化宽度为1时，轴上或阴影边缘上的交点沿考纽螺旋线的移动

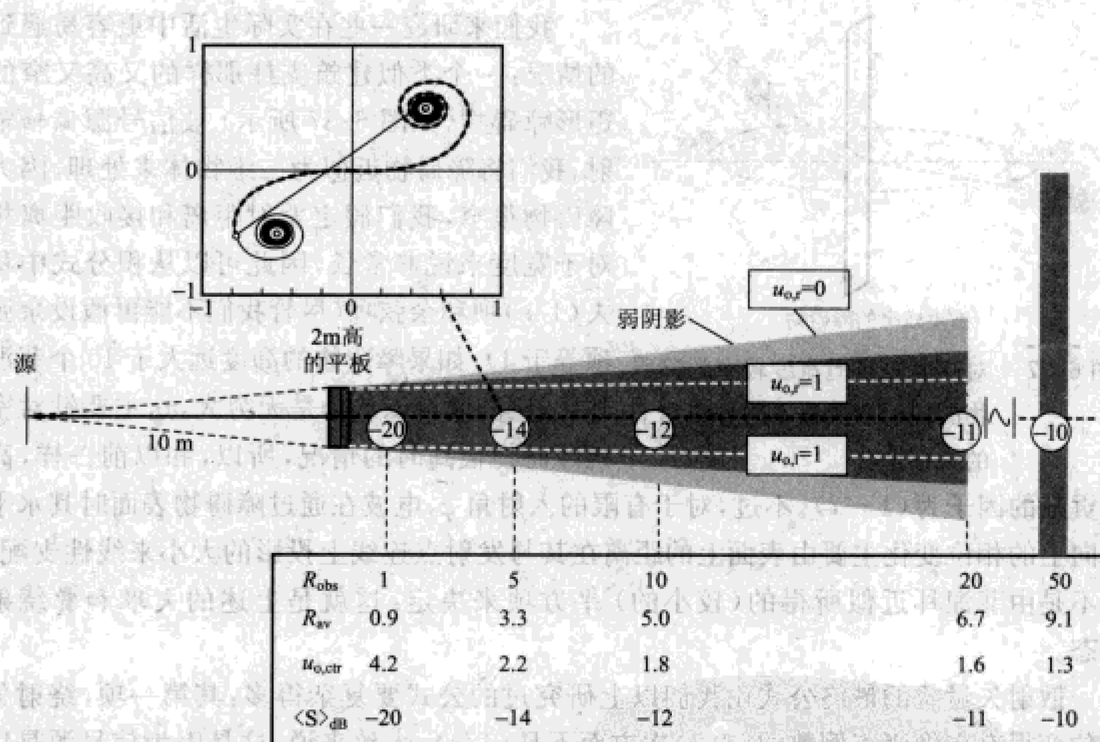
当障碍物的归一化宽度小于1时，我们可以看到散射矢量位的幅度（箭头的长度）总是明显小于极值 $v2$（从一个极点到下一个极点的长度），因此，散射矢量位绝对不能将入射矢量位抵消掉；这就是弱阴影区。同时我们也能看到，即使障碍物非常大，当我们接近其几何阴影的边缘时（此时其某一个积分限 $u_{0l}$ 或 $u_{0r}$ 小于1/2或者在1/2附近），箭头的长度还是要比 $v2$ 小，因此，几何阴影区的外围总是存在弱阴影。

对更大的障碍物来说，我们所设想的管道将会随螺旋线绕极点旋转。当 $u>1$ 时，螺旋线到极点的距离可精确近似为$0.33/u$。在奇整数的平方根处，螺旋线的实部将出现最小值和最大值（即螺旋线的左边缘和右边缘），因此，当 $u$ 较大时，最大值和最小值的间隔很小，也就是说此时螺旋线是快速绕极点旋转的。所以，对接近阴影区中心、归一化宽度较大的障碍物来说，当我们从阴影中心向阴影边缘移动时，可以看到管道的两个端点是绕各自的极点快速旋转的。如果我们将到极点的距离 $r_l$ 标记为与障碍物左边缘相对应的积分限，将 $r_r$ 标记为与障碍物右边缘相对应的积分限，则散射矢量位幅度的最大值大致可取为（$v2+r_r+r_l$），最小值则大致可取为（$v2-r_r-r_l$）。当减去入射矢量位后，这两个极值都会产生一个归一化幅度为（$r_l+r_r$）/ $v2$ 的总矢量位。严格的散射矢量位将随位置的不同而像双螺旋线扭曲那样发生快速变化，当散射矢量位刚好等于1时就会出现深度阴影（阴影深度取决于该点处差矢量倾斜度的精确值）。由于相位的改变会使管道的两个端点朝相反的方向上快速移动，故深度阴影区必然很窄。因此，将距离 $r$ 替换后我们就可估计出任何位置处的特征阴影深度，即

$$\langle S\rangle_{\mathrm{dB}}\approx 20\log\left(\frac{0.33}{2}\left[\frac{1}{u_{0,l}}+\frac{1}{u_{0,r}}\right]\right)\tag{6-38}$$

图 6-36 给出了这个过程的一个示例：一个位于10m处、频率为2.45GHz的信号源轴向辐射到宽度为2m的高大障碍物上。在几何阴影内，我们构建一组某一积分限为 $u_0=1$ 时的区域的等值线（从图上看它们近似为直线，但实际上是有细微弯曲的）。从等值线起到其与几何阴影边缘的距离的一半以后就是弱阴影区（其典型阴影深度 <

5dB)。当我们朝远离障碍物的方向移动时,有效距离 $R_w$ 将会增大,因此,障碍物的归一化宽度会下降,但是当观察点的距离非常远时,$R_w$ 的变化则非常慢,因为它绝不可能会大于信号源的距离。因此在远距离上,障碍物的归一化宽度收敛于一个极值(这里大约为 $2u_{0,ctr}=2.6$)。




| $R_{obs}$ | 1 | 5 | 10 | 20 | 50 |
|---|---|---|---|---|---|
| $R_{av}$ | 0.9 | 3.3 | 5.0 | 6.7 | 9.1 |
| $u_{0,ctr}$ | 4.2 | 2.2 | 1.8 | 1.6 | 1.3 |
| $\langle S\rangle_{dB}$ | −20 | −14 | −12 | −11 | −10 |

图 6-36 位于 10m 处的信号源辐射到 2m 高的平板障碍物上时阴影区的分类;$u_{0,ctr}$ 为从阴影中心看过去到螺旋任一终端的归一化距离(即障碍物归一化宽度的一半);$\langle S\rangle$ 为障碍物中点与等值线 $u=1$ 之间一半距离处阴影平均深度的估计值,如图中观察点位于 5m 处时的插图所示

在深度阴影区内,总矢量位的典型值大致可以用式(6-38)来估算。在图 6-36 中我们给出了在 $u=1$ 等值线与轴线之间的中线上,不同极点处相应的总矢量位估计值(即表 6-1 中和阴影内圆圈中所示的值)。(注意,在距离平板 1m 的观察点处,非涅耳近似达到其极值;当距离更近时,无法从积分中去除与散射矢量位相关的 $(1/r)$ 项,因此必须要采用数值方法来计算积分。实际上,在这些地方我们不需要知道详细的数据:在距离障碍物这么近的位置处,阴影将变得更深,只有来自室内其他物体的反射才能节省我们对整个传播链路的损耗预算。)

这种情况下我们对平均阴影深度的估算值和圆盘情况下我们所得到的值之间并没有太大的差别,例如,参考图 6-30,可以将 5m 处的图形切面合理解释为:在中心位置处远离泊松亮点的地方,阴影深度的平均值大约为 14～15dB。我们似乎可以断言:由尺度适中的室内障碍物(书架、办公桌和圆柱等)所产生的阴影深度的典型值为 10～20dB,与图

6-36 所示的值相比或多或少有些变化，并且伴随有阴影更强（和更弱）的狭窄区域。为了预算链路损耗，我们可以将阴影深度的典型值合理地当作信号源的平均功率，那么阴影深度的变化就是信号源的衰落，就和其他任何多径传播情况一样。有很多种方法可以用来减缓由衰落所引起的信号强度的变化，我们将在以下的 6.3 节中予以讨论。

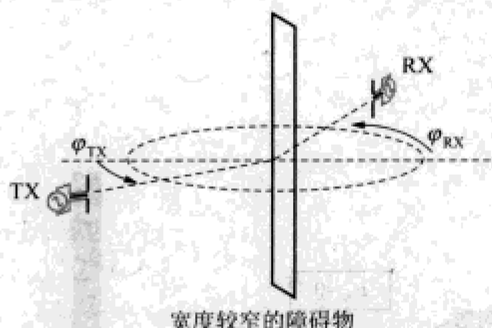



图 6-37　对高度较高但宽度较窄的障碍物的辐射以及从不同方位角上的观察情况

我们来研究一些在实际生活中更容易遇到的情况：一个类似建筑支柱那样的又高又窄的矩形障碍物（如图 6-37 所示）被信号源偏轴辐射。我们将障碍物近似为二维物体来处理。因为障碍物很窄，我们假定发射距离和接收距离相对于宽度来说非常长，因此可以从积分式中移去 $(1/r)$ 项和余弦项（尽管我们不能再假设余弦项等于 1）。如果障碍物的高度远大于 10 个菲涅耳区，则高度可以认为是无穷大，这主要针对室内障碍物很高时的情况，所以，和以前一样，高度贡献的因子为 $(1-i)$。不过，对于有限的入射角 $\varphi$，电波在通过障碍物表面时其水平方向上的相位变化主要由表面上的距离在其与发射点连线上投影的大小来线性支配，而不是由非涅耳近似所得的（较小的）平方项来决定：这就是上述的夫琅和费绕射状态。

散射矢量位的最终公式比我们以上研究过的公式要复杂得多：其第一项，绕射矢量位变得有点像距离倒数的 $(3/2)$ 次方而不是 $(1/r)$，大致来说，这是因为信号源是以在某一个平面上全向辐射的方式来对目标进行辐射的：其辐射强度按 $(1/r)$ 规律下降，平面散射贡献的因子为 $\sqrt{(1/r)}$。其第二项比较新奇，出现了看似为 $(\sin x/x)$ 的这一项，这种形式一般起因于流过辐射体表面的电流的相位发生了线性变化：在诸如加长线源这样的天线辐射问题中通常会遇到这种现象 —— 这有点超出了我们在第 5 章中所讨论的范围。散射矢量位最终的完整形式为

$$A_{sc} = A_{t,inc}(i-1)\underbrace{\frac{e^{-ik(R_{inc}+R_{obs})}\cos(\varphi_{inc})}{\sqrt{2\lambda R_{inc}R_{obs}(R_{inc}+R_{obs})}}}_{\frac{e^{-ikr}}{r\sqrt{r}}}\;\frac{w\sin\left[\frac{kw}{2}(\sin(\varphi_{inc})-\sin(\varphi_{obs}))\right]}{\underbrace{\left[\frac{kw}{2}(\sin(\varphi_{inc})-\sin(\varphi_{obs}))\right]}_{\frac{\sin(x)}{x}}} \tag{6-39}$$

对一个宽度较窄的障碍物来说（$w$ 为几个波长），其结果并不像上式那样看起来令人恐惧。在图 6-38 中，我们显示了散射矢量位和总矢量位的结果，它们都与观察点处的入射矢量位进行了归一化处理。散射矢量位主要由几何阴影方向上的一个光滑波瓣和镜面反射方向上的另一个波瓣所构成，另外在其他方向上还有一些很小的突起。这两

个波瓣实际上大小相同,但反射波瓣比入射矢量位相对要小些,这是因为在反射方向上接收点的位置与源靠得更近。(假设接收机在该平面上是等方向接收的——比如一个垂直偶极子。)散射矢量位十分简单而且变化也很缓慢;接收信号的强度则表现得比较复杂,这主要是因为入射波和散射波之间有着非常复杂的相位关系。

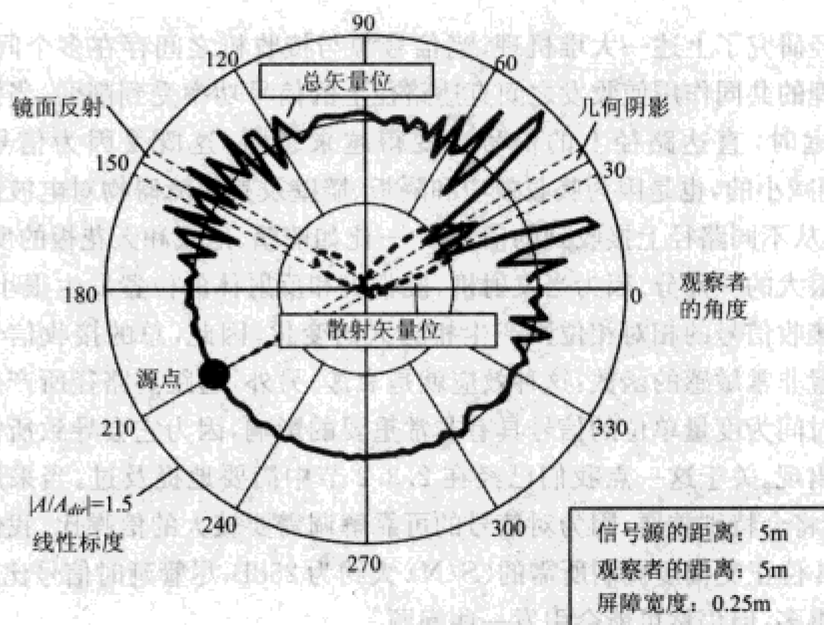



图 6-38 以某个角度对一个既高又窄的障碍物辐射时的散射矢量位(已用观察点处直达波的矢量位对其作归一化处理)和总矢量位

总体来说,障碍物会投射出一个阴影,并且在阴影中部会出现一部分泊松亮点,阴影区的宽度要比几何阴影的宽度大很多,但大部分阴影区的阴影深度并不很深(窄处的最小值大约在10dB以下)。反射波比较宽并且随着接收点位置的不同而快速波动,这是因为其与直达波之间相对相位的变化非常快:以150°角到达接收点的直达路径比来自障碍物的反射路径要短得多。

现在我们对以上很长的一段讨论作一个总结。在光学范畴内,我们习惯性地认为有限尺寸(与一个波长相比)的障碍物不会产生不连续的阴影,而实际上,在几何阴影之外障碍物的散射场比较弱而已(反射方向的散射场会比较强,如果存在反射的话)。在大部分阴影区内(对圆盘来说除了其轴上的阴影区以外),散射矢量位与入射矢量位大小相同,但方向近乎相反。散射矢量位的确切值从一个点处到另一个点处是不同的,这是因为障碍物不同部分的相对相位是变化的,并且,当加上入射矢量位后,由于这两种矢量位之间的差异很小,因而这种相对相位的变化会被放大,所以,在阴影背景中会出现一个狭窄的深度阴影区,其中的信号功率相对于传播不受阻挡时的信号功率衰减了 10～20dB。对于尺寸跨越了多个非涅耳区的障碍物来说,在散射场比较强的方向上

菲涅耳近似法(对通过障碍物表面时的相位变化作平方近似)是适用的,而当障碍物的尺寸小于一个菲涅耳区时,可以采用线性夫琅和费近似法。

## 6.3　多径传播:衰落和时延

我们已经研究了上述一大堆机理,当信号源与接收机之间存在多个间接路径时,正是这些机理的共同作用使收发之间直达路径上的信号功率受到削弱。当接收机离发射机越来越远时,直达路径上的信号也变得越来越弱,这既是因为信号本身是按$(1/r)$的比例减小的,也是因为吸收效应和隔板、墙壁及其他障碍物对电波的绕射效应作用的结果。从不同路径上接收到的信号——比如墙壁、地板和天花板的反射信号,在总信号中占很大的一部分。因为当发射机、接收机和反射体的位置发生很小的改变时,不同路径上接收信号的相对相位则产生相当大的变化,因此,总的接收信号的幅度就是一个对位置非常敏感的函数:这种效应就是*衰落*。另外,远距离路径所产生的延时对那些以小块时间为度量单位的信号具有非常重要的影响,因为它会导致所需信号的多种延时形式出现。关于这一点我们已经在2.3.2节中简要地提及过。当采用高阶调制时,多径延时将会特别重要,因为对信号的可靠解调需要较大的信噪比。我们回想一个例子,就是64位正交幅度调制所需的$(S/N)$大约为25dB,尽管延时信号比直达路径上的信号要小得多,但仍然可能会引发一些问题。

我们来看一个非常简单的例子,以搞清楚衰落效应为什么会具有非常重要的意义——即使是在不受阻挡的环境下。考虑一个具有水泥地板和后反射墙的开放房间(如图6-39所示)。当我们沿房间的长度方向移动接收机时,接收信号会发生怎样的变化?我们只考虑三条射线:发射机到接收机的直接传播射线、地板到接收机的反射射线和房间后面金属墙壁的反射射线。即使是经过精心设计,但这个例子还是引入了2个附加角度和4种距离,并且还有2个反射系数。反射波通常代表额外的能量,因此,接收信号功率的下降速度比其按$(1/r^2)$规律的下降速度要慢得多。不过,如果波束之间的干涉是破坏性的话,则特定点处的实际信号可能会非常小。




图6-39　具有直达波、地板反射波和墙壁反射波的开放房间

对垂直极化来说,在短距离上地板的反射波可能会很强,但在与布儒斯特角(如图

6-12 所示)相对应的距离上,反射波最小。地板反射路径的长度与直达路径的长度没有太大的差异,因此,这两种波的相对相位变化是非常缓慢的:随着位置的不同,地板的反射会导致信号强度逐渐发生变化。

另一方面,当直达路径的长度逐渐增加时,接收机到后面墙壁的路径长度以同样的速度减小,直达波与反射波的相对相位产生快速波动,随着接收位置的变化,接收信号的功率将产生突变。当接收点位移一个波长时(2.4GHz 大约为 12cm,5GHz 约为 6cm),这两个波束的相对相位变化 $4\pi$。要精确预测接收信号的强度,则相对相位变化的精度要远大于 $4\pi$,这意味着我们对所有路径长度的了解在精度上至少要超过 1cm——这在大多数情况下显然是不符合实际的。我们不希望只能预测出以上这种简单环境下不同接收位置处的信号强度,最好是当我们将接收点移动到这个房间内随意一个位置上时也能估计出信号的强度范围。

图 6-40 描述了一种特定结构——假设为垂直极化——的仿真结果,图中,*LOS* 为收发之间的直达(视线)路径。在距离发射点 5m 的范围内,地板反射的影响非常大,而在布儒斯特角附近,这种影响就比较小了。当接收点靠近墙壁时,墙壁的反射信号与 *LOS* 信号大致相等,反射信号相位的快速变化导致在几厘米的范围内就会使信号产生近距离的衰落,如图 6-40 中的插图所示。峰值功率的下降速度比 20dB/decade 的下降速度要慢得多,后者是我们所期望的其在开放空间内的下降速度,但在几厘米的局部范围内峰值功率会发生剧烈的波动。这正如绕射情况一样,由于各种电波的相对相位快速变化,而它们幅度的变化却比较缓慢,从而导致总信号的幅度(功率)产生较大的波动。

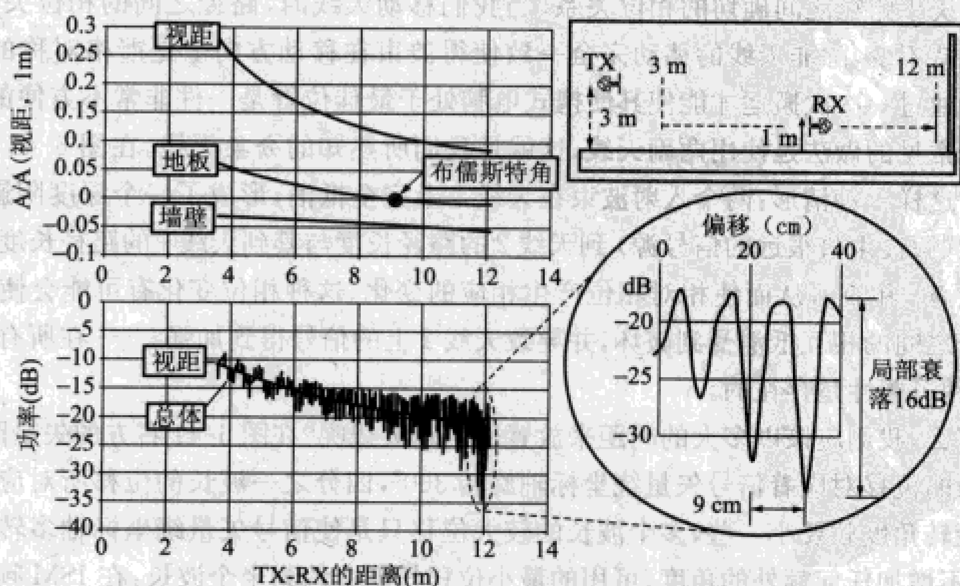



图 6-40 直达路径和间接路径上矢量位幅度的仿真结果及最终信号功率与 RX 位置之间的关系;$f = 2.45$GHz,地板折射指数 $n = 2.1$,后墙距离 TX 14m

实际环境要复杂得多。除了来自正六面体、橱柜和隔墙的直接路径上可能存在电波的散射和吸收效应外，我们必须还要考虑侧墙和天花板的反射效应以及与时间相关的人体反射和吸收效应。必须要承认单频信号的局部衰落可达到 10～20dB，这种情况简直是太多了！回想一下第 2 章：理想的自由空间中，1mW(dBm) 信号在 60m 处的强度大约为 −50dB，对于室内环境，我们还应该要考虑几个墙壁的吸收和反射情况，这样，我们将有幸得到室内环境下接收信号的平均功率大约为 −70dBm：对于保证良好的高速接收来说，这样的接收功率依然够用，但在发射速率低于 1Mbit/s 的情况下还能保持收发之间的链路的话，则超出局部衰落的最大限度为 15dB，这样的话，−70dBm 的衰落显然是不够的。详细来说，衰落也是与时间相关且不可预测的。为了获得稳定的无线信号，我们需要采取一些措施来减缓这种局部波动效应。

在无线设计中，抗衰落技术可归结为三种基本的方法。最常见的方法是采用分集天线：两个天线间距足够远，假如一个天线位于深度阴影内的话，则另一个天线不会。第二种方法就是将发射信号的频谱扩展到足够大，使其包含有不被衰落的频率。第三种方法是采用方向性更强的天线，这样就能排除掉导致破坏性干涉的那些路径。几乎所有的 WLAN 技术都采用前两种方法，第三种方法的应用也越来越普遍。以下我们来进一步研究每一种方法。

### 6.3.1 用分集天线来抗衰落

衰落是因为收发之间两个或多个路径上的信号差不多相互抵消或完全抵消，这种抵消取决于路径之间确切的相位关系。当我们移动天线时，路径之间的相位关系不太可能保持不变，除非天线的移动完全一致使得波束在移动方向上是严格对称的。因为要用户通过一次次搬运才能使其便携式电脑处于最佳位置是一件非常不方便的事情，所以更常见的做法是使用两副天线，这就是我们所熟知的分集天线。在图 6-41 中我们显示了这样一种情形：两个入射波束在天线 1 上完全抵消，形成了一个深度阴影。这两个波束（假设来自很远的信号源）到天线 2 的路径长度与其到天线 1 的路径长度相比分别相差 $\delta r_1$ 和 $\delta r_2$，从而使相对相位产生相应的变化。这种相位变化有可能会使不同路径信号之间的相互抵消受到破坏，并导致天线 2 上的信号得到加强——在所有的可能中，这种可能性是存在的。

那么，我们应该以多大的间距来放置这两副天线呢？在图 6-41 右方的矢量图中，一个波长的位移对应着信号矢量绕坐标轴旋转 360°，四分之一波长的位移所对应的信号矢量旋转角度就要小一些，多个波长的较大位移只是使信号矢量绕坐标轴多转几圈而已，并不增加任何额外的角度。可用的最小位移长度大约为半个波长：在 ISM 频率上大约为 6cm，在未授权的国家信息基础设施频率上约为 2.5cm。对于 ISM 频率，这种位移在 PC 卡（其宽度大约为 5.5cm）上是无法实现的。因此，接入点上常常有一对安装在插件对边上的天线，这样，它们的间距就能超过一个波长。

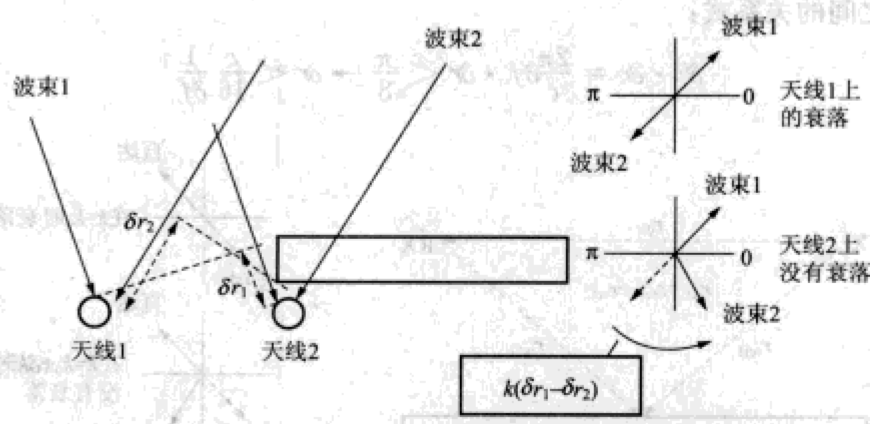



图 6-41 波束 1 和波束 2 到天线 1 和天线 2 上的不同路径长度

从原理上说,将两副天线上的信号合并起来是可能的,这样可以使接收信号的性能有所提高,但大部分 WLAN 系统仅提供一个开关,只使用信号最好的那副天线。在接收模式时,这很容易实现,只需在接收报头数据包期间对这两副天线作一下检验即可。发射模式时的分集就要复杂得多了,需要衡量链路的某一种误差率,比如说对丢失的信息进行计数。进一步说,大体上不必在链路的两边都使用分集技术,因为只有总的路径长度才关系到信号之间的抵消,而在链路的任意一边都可以对路径长度进行调节。因此,WLAN 无线设备通常只在接收端使用分集技术,用一个 RF 开关来实现(如图 6-42 所示)—— 读了第 4 章后,我们应该对这个框图比较熟悉。

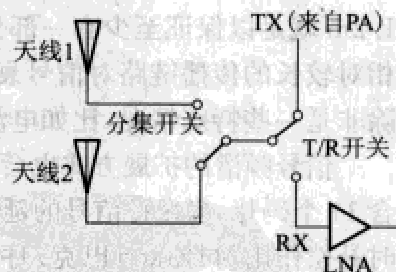



图 6-42 开关 — 分集方框图

## 6.3.2 用扩频调制来抗衰落

采用另一种改变频率的方法也可以消除信号间的相互抵消,通过改变频率就可以改变沿不同路径传播时的累积相位。在图 6-43 中,我们显示了一个直达波与反射波的简单例子(由于直达波的某种吸收或散射效应,我们假设这两种波是等幅的)。如果我们改变频率,则传播常数 $k$ 也随之改变,这样的话,将路程差与传播常数的变化量 $\delta k$ 相乘以后,这两条路径的相对相位就会发生变化。当天线对某一个频率产生衰落时,一般不会对该频率附近的其他频率也产生衰落。

为了估计出利用这种效应时所需的信号带宽,我们需要计算出改变频率会对传播常数产生什么样的影响:

$$k=\frac{\omega}{c}=\frac{2\pi f}{c}\rightarrow\delta k=\frac{2\pi}{c}\delta f \tag{6-40}$$

如果 $k$ 的变化量与路程差的乘积小于$\pi/8(45^\circ)$,则频率的改变量就不能再增加了。假设在低于某个路程差时,天线仍然处于衰落状态,则我们就可以建立频率的改变量和

此路程差之间的关系式：

$$\delta k \cdot \delta r = \frac{2\pi}{c}\delta f \cdot \delta r < \frac{\pi}{8} \rightarrow \delta r < \frac{c}{16}\frac{1}{\delta f} \tag{6-41}$$

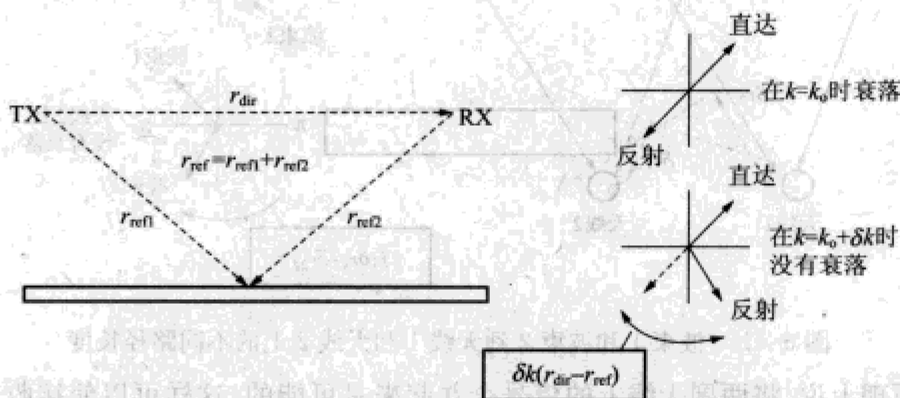



图6-43　$k$发生变化时，信号间的相互抵消被消除时的状况

采用802.11协议的WLAN具有16MHz的带宽，对这样的带宽来说，路程差超过1.2m就足以保证至少有一部分信号不会被抵消。因为最小路径长度为几十米的这种相对较长的传播链路对信号衰落最为关注，要近乎完美地与上式一致是不太可能的，除非是一些特殊情况，比如电波沿很长的通道以低角度反射。

信号频谱的扩展方式也会影响多径衰落的稳定性。经典的802.11信号每一字符包含11个码片，当多径信号的延迟差超过一个码片的时延时，可采用将输入信号与具有延时补偿作用的Barker（巴克）序列（如图3-7所示）进行卷积的方法来分别解调这些信号，这种方法就是我们所知道的Rake接收机，因为这种方法的多路并行相关器与Rake指针非常相像，这种方法广泛应用于与码分多址蜂窝电话相关的领域中。然而，对用于802.11b协议的高速调制信号来说，其字符速率与码片速率相等，因此，Rake技术将不再有助于减缓衰落。在这种信号内，窄带衰落与一个“凹口”相对应，在此“凹口”上信号的传输异常低，在时域内，这种“凹口”会导致字符间出现相互干扰，通过采用不同的编码方式（补码键控或分组二进制卷积码，参看3.3.5节）可对此干扰有一定程度的缓解。

对正交频分复用（OFDM）信号来说，窄带衰落意味着一个或多个副载波的（$S/N$）下降。从式（6-41）中我们可以看到，5～10m的路程差所造成的衰落带宽约为1MHz～2MHz，而且在带宽中部衰落最为严重，这样的话，最多有两三个802.11a/g副载波会失去效能。因为OFDM信号中的信息是均匀交错地分布在所有副载波上的，所以采用卷积码就能成功地解决这种程度的副载波效能被破坏的问题。正是由于OFDM具有同时抵抗窄带衰落和较长多径延时的效能，我们才可以合理解释为什么在高速无线网络中类似OFDM这样的方法会得到如此广泛的应用。

### 6.3.3　用方向性天线来抗衰落

衰落经常是由多路径信号之间的干涉所引起的。一般来说，在接收机处这些路径

都有截然不同的到达角。如果接收机准备采用方向性天线的话，则其中的某一个路径将会被舍弃掉，从而消除了信号衰落。这种方法也可能会减少或消除较大的多径延时和随之而来的字符间干扰。在一个严格固定的环境中，可以用固定天线来实现方向性天线的功能，但对大多数实际的室内和室外环境来说，由于人和物体是移动的以及对很多无线链路的预测都要基于发射机或接收机(或二者都是)的机动性，所以这两种环境都具有依赖于时间的传播特性。因此，对每一个要被发送的数据包来说，如果要让它们具有某种自适应能力，以使得我们能对这些信号进行最佳配置的话，则只能考虑采用方向性天线了。

有好几种方法可以使信号实现我们所需的自适应性，最简单的方法就是采用*扇形方向性天线*。扇形天线通常用在接入点处，每一个天线都与其自身的无线发射机和接收机相连接，通常在中心位置上放置大量的扇形天线，每一个天线都覆盖一部分方位角，就像一块块馅饼样。例如，我们可以想象将 360° 的方位角划分为四个部分，每一部分主要由一个天线所覆盖，并且假设天线在水平面上辐射时在此方向上还有一些增益(比方说 3dB)，这种假设通常适用于室内环境。我们知道波束的立体角与其方向性通常是成反比关系的，由此可估算出每一个天线大约有 6dB 的扇面增益和 9dBi(即相对于全向天线的增益)。每一个天线将主要只能“看到”其扇区内的用户所发出的直达或近似直达的波束，最大限度地减小了大角度电波的多路径传播。在此指出，除了因其具有较高的方向性增益而会使信号增强以外，扇形方向性天线并不能对共线衰落定位，也不会对减小视距内障碍物的绕射效应或阴影有太大的帮助。

在扇形配置中天线不需要是自适应的，但其控制软件应该是自适应的：在高阶分集的时候，必须能让用户切换不同的扇面以使每一个用户都能得到最佳天线的服务。具备这种切换功能后，系统就能适应移动用户和不断变化的电波传播环境。在蜂窝电话标准中，切换功能已经非常成熟了，但由于 802.11 协议在历史上就已经为不同接入点留有信号交换接口，这已超出蜂窝电话标准之外，因此导致该协议自身的解决方案不具有兼容性。

一种更为复杂的实现扇区划分的方法就是采用相控天线阵，相控天线阵带有一个相移网络，比如像第 5 章中所讨论的 Butler 移相器。在相控阵天线中，天线矩阵的每一个输入端口都提供一个不同的波束方向。将每一个端口与无线设备相连后，单个阵列天线所产生的定向多径抑制波束就能为多个不同的位置服务。相控阵天线也必须具有扇区切换功能以适应传播环境的变化，并能让用户从一个位置移动到另一个位置时继续保持联络通畅。

另一种不同的方法就是采用开关自适应天线阵，使用这种阵列天线时，系统能够从数目有限的状态中搜索出与指定数据包最相匹配的那种状态，这些有限数目的状态每一种都对应不同的波束方向(如图 6-44 所示)。因为这种方法是对 RF 进行开关操作的，因此只用一个接收机就可以了。如果所有可能出现的状态的数目很小的话，则在收

发报头数据包期间就可以对每一种状态进行检测并选出最适合此数据包的那种状态。这种方法比较简单，并且用微带天线阵实现时所花费的代价也不大，但是要想得到良好的方向性，则天线的物理尺寸必须要很大，这对那些便携式用户来说就不合适了。对同一个用户来说，接收时所使用的状态在发射时通常还会被使用，这样安排的一个缺点就是从接入点播送出去的数据包必须要重复播送好几次（每次只对一个天线方向）才能到达所有用户。

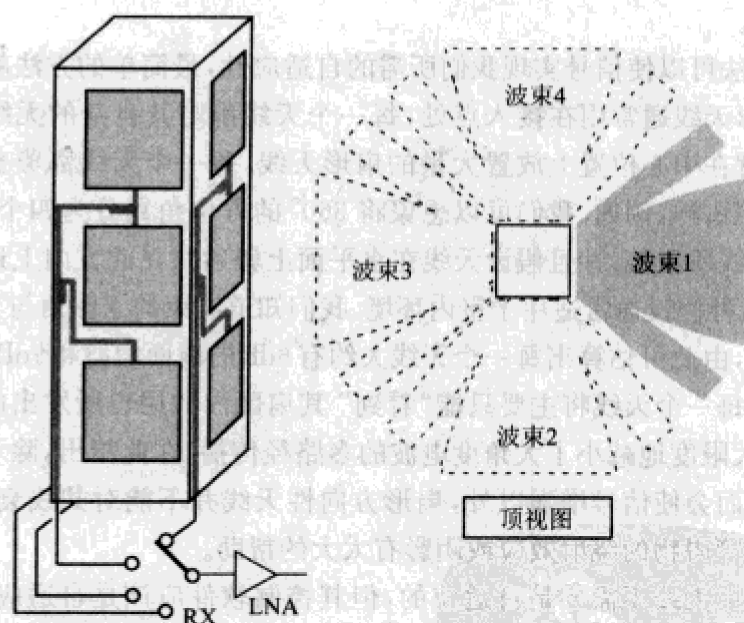



图 6-44　开关定向阵列

一种类似但更为简单的替代方法就是采用两三个共面贴片天线和较小的状态空间，这种方法通常具有 2～3dB 的附加方向增益。贴片天线与 PC 卡或便携式数字辅助设备是兼容的，并且由于提高了增益，耗能最小成为其性能的一个显著优点。

最后，还可以采用一种完全自适应的天线阵（如图 6-45 所示），通过调整连续阵列单元的相位和幅度就可以实现对所需信号的接收和对不需要信号（比如多径衰落，但也包括像微波炉或手提电话这样的一些设备所产生的干扰）的抑制（如图 6-46 所示）。在我们所示范的自适应阵列中，每一个天线都有一个模拟前端，但整个阵列可以只使用一个数字信号流，该数字流是由天线上的信号经相位合并后所产生的。

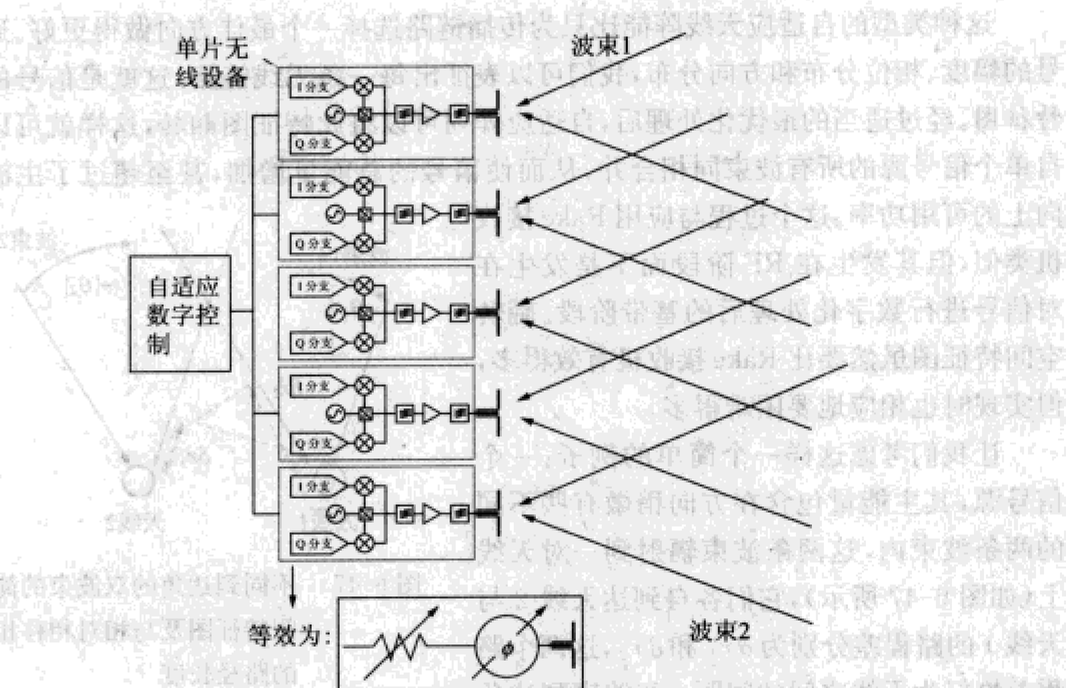



图 6-45　抑制多径效应（或其他干扰）的数字自适应天线阵

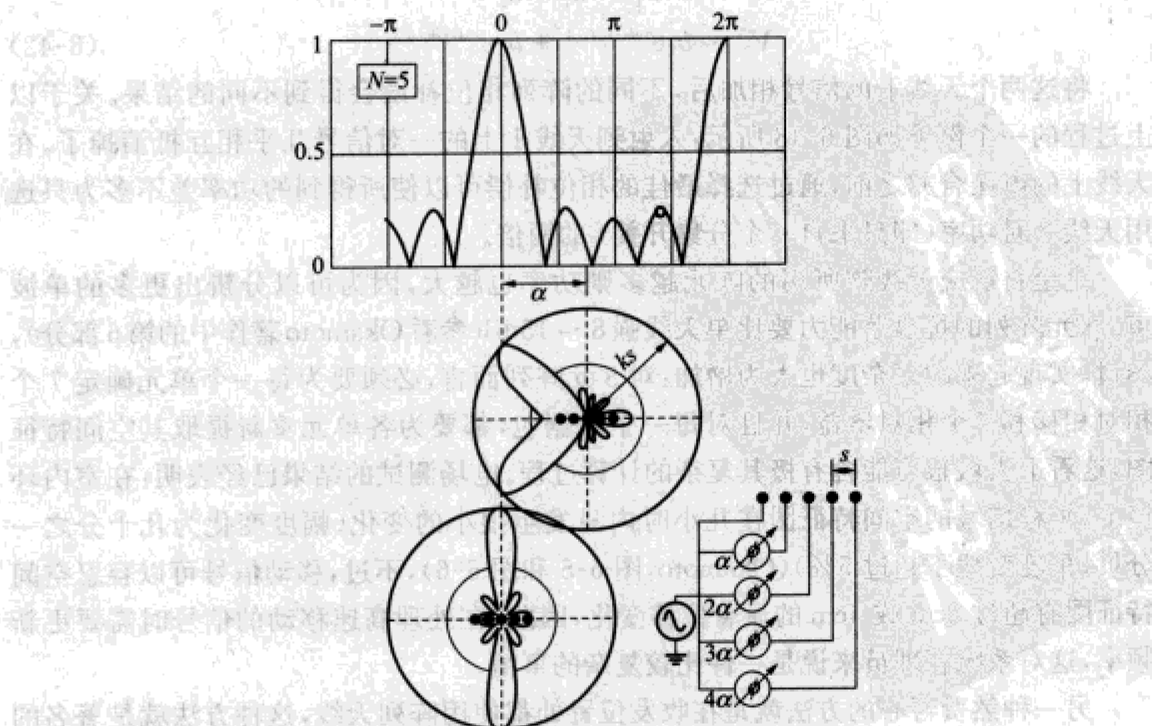



图 6-46　阵列因子的结构表明：自适应天线阵不同的相位补偿与不同的波束转向相对应

这种类型的自适应天线阵能比只为传播链路选择一个最佳方向做得更好。通过信号的幅度、相位分布和方向分布，我们可以表征出每一条无线链路，这就是信号的空间特征图。经过适当的最优化处理后，自适应阵列可以将此特征图翻转，这样就可以将来自单个信号源的所有波束同相合并，从而使信号的总能量增加，甚至超过了主波束方向上的可用功率。这个过程与应用 Rake 接收机类似，但其发生在 RF 阶段而不是发生在对信号进行数字化处理后的基带阶段。翻转空间特征图虽然要比 Rake 接收机有效得多，但实现时也相应地要困难得多。

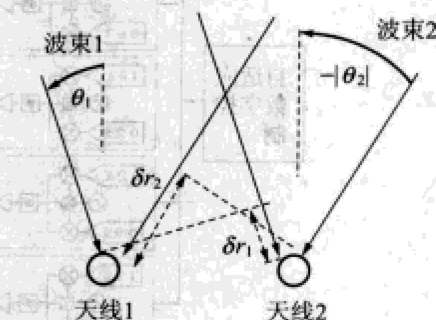



图 6-47　不同到达角的双波束的简易空间特征图及与相对相移相对应的路径长度

让我们考虑这样一个简单的例子：一个信号源，其主能量包含在方向稍微有些不同的两条波束内，这两条波束辐射到一对天线上(如图 6-47 所示)，它们各自到达天线 2 与天线 1 的路程差分别为 $\delta r_1$ 和 $\delta r_2$，这两个路程差恰好为天线之间的间距 $s$ 和波束到达角正弦的乘积，因此，天线上的电压就为

$$V_1 = b_1 + b_2$$
$$V_2 = b_1 e^{-iks\cdot\sin(\theta_1)} + b_2 e^{-iks\cdot\sin(\theta_2)} \tag{6-42}$$

将这两个天线上的信号相加后，不同的阵列相位补偿会得到不同的结果。关于以上过程的一个例子如图 6-48 所示：入射到天线 1 上的一对信号几乎相互抵消掉了。在天线上的电压合并之前，通过选择最佳的相位补偿可以使所得到的功率差不多为只选用天线 2 时功率(即只来自一个分集开关)的两倍。

完全自适应天线阵所用的阵元越多则功率也越大，因为可以分辨出更多的单波束。八元阵列的抗衰落能力要比单天线强 8～15dB(参看 Okamoto 著作中的第 6 部分)，不过，实现起来的复杂度也大为增加：对 8 元阵列而言，必须要为每一个单元确定 7 个相对相移和 7 个相对增益，并且对每一个数据包，都要为各单元重新提取其空间特征图，这看上去就很可能含有极其复杂的计算过程。电场测试的结果已经表明：在室内环境下，平稳信号的空间特征图在几小时内只发生很小的变化(幅度变化为几十分之一分贝，角度变化不超过 5%)(Okamoto，图 6-5 和图 6-6)，不过，移动信号可以容忍空间特征图有超过 3cm 或 4cm 的显著位移变化，因此，在处理高速移动的信号时需要更新频率，这对系统管理员来说是一件比较复杂的事情。

另一种煞费苦心的方法就是在收发位置处都使用阵列天线，这种方法就是著名的空时编码或多进多出(MIMO)传输，尽管此前也曾用大量的其他缩略语(BLAST，STREAM)表示过这种方法。这种方法是通过控制收发信号的特征图来得到额外的强大功能，特别是在大角度上出现明显的反射时(典型的是在室内环境中会发生这种情

况)。彼此相距很近的接收天线本身并不能分辨那些来自间距同样很近的发射天线的信号，但将直达信号和反射信号合并后所得到的综合效果就是天线间的有效间距比其物理间距要大得多。这样就可形成近乎正交的信号特征图，这种信号可在同一个带宽上同时发送给多个用户或以不同的空间特征图形式在同一带宽上发送不同的数据群，从而增大了单波束信道的香农容量限度[式(2-11)]。MIMO 系统已经证明其可以将整个时间段内的信号强度变化量减小 15dB，或者与单天线系统的室外链路相比，信号强度的变化量还会缩小得更多。MIMO 技术已经被规范到 IEEE(电子和电气工程师协会)802.16 这样的市区工程应用科技范畴内。执行新的 802.11n 任务组协议的局域网(LAN)也在考虑使用MIMO方法，但在标准之间的兼容问题上目前还没有找到合适的解决方案。

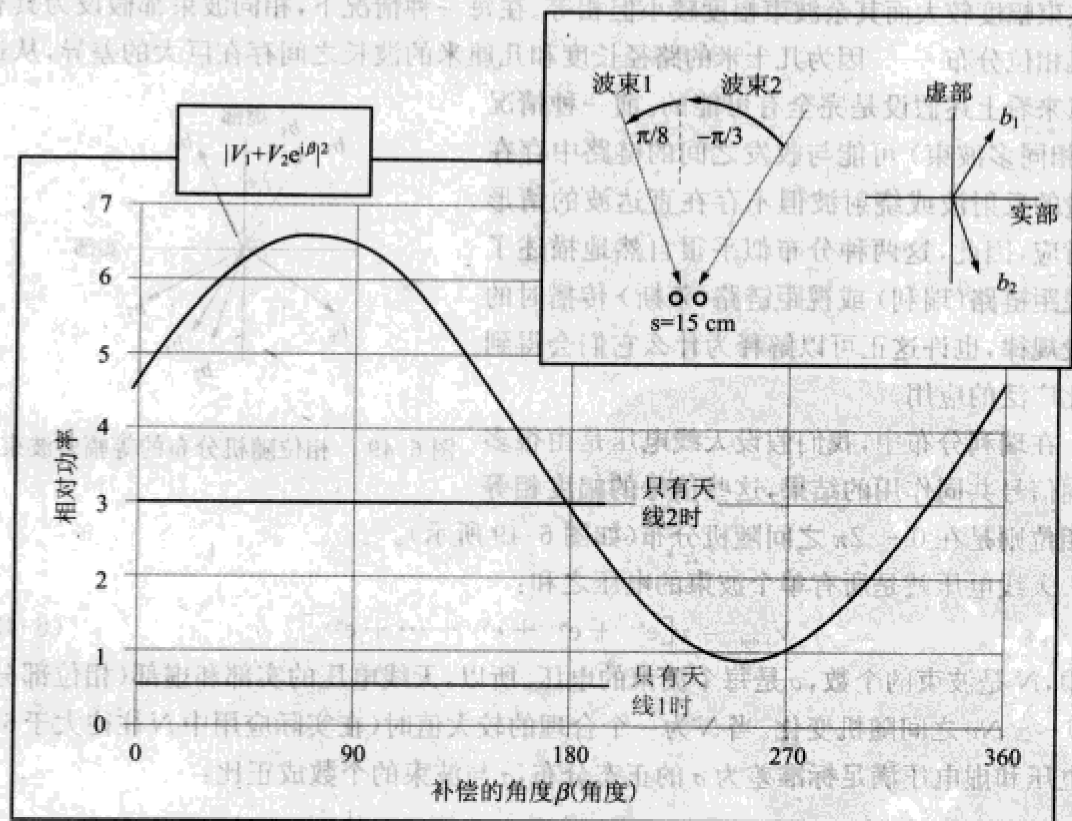



图 6-48 有利于多波束合并时天线电压的最佳相位调整

## 6.4 电波传播的统计模型

我们已经说过实际环境中的电波传播衰减是与时间相关的：比如我在星期四下午 2:32 时测得的信号强度为 −70dBm，但我并不能保证随着时间每一天或每一分钟的变

化，信号强度会依然保持不变。对于信号幅度与时间的关系，说点有用的就是：假定我们已经知道信号某个量的平均值的话，我们应该将信号当作一个随机变量来对待，要尽量搞清楚信号的电压或功率分布。信号的到达时间分布模型对于分析信号的调制性能和调制方法也是非常必要的，所以对这个问题我们也要作一些简单的涉猎。

在这个领域内所使用的典型方法就是尝试使实测数据符合一种解析形式的概率分布，这需要从实测数据中抽取出一小部分参数，这些参数必须能表征指定信号幅度的出现概率，同时还要便于归纳总结。在这个问题上，不同的研究者已经使用过大量的解析公式，但他们对什么情况下该使用何种公式并没有形成一致的看法，因此，我们只限于对两种非常常见的分布形式进行研究，即瑞利(Rayleigh)分布和莱斯(Rician)分布。它们各自对应着相同多波束的传播情况和不同多波束的传播情况，不同多波束情况是指其中有一个波束幅度较大而其余波束幅度较小但相等。在每一种情况下，相同波束都假设为具有随机相位分布——因为几十米的路径长度和几厘米的波长之间存在巨大的差异，从这一点来看上述假设是完全有可能的。前一种情况(即相同多波束)可能与收发之间的链路中存在大量的反射波或绕射波但不存在直达波的情形相对应，因此，这两种分布似乎很自然地描述了非视距链路(瑞利)或视距链路(莱斯)传播时的一般规律，也许这正可以解释为什么它们会得到如此广泛的应用。

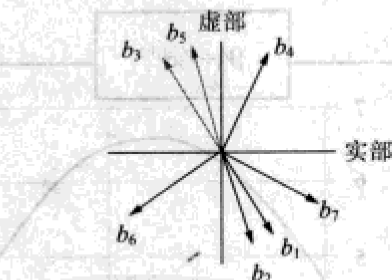



图 6-49　相位随机分布的等幅多波束

在瑞利分布中，我们假设天线电压是由很多不同信号共同作用的结果，这些信号的幅度相等但相位则是在 $0 \sim 2\pi$ 之间随机分布(如图 6-49 所示)。

天线电压就是所有单个波束的电压之和：

$$V_{\text{total}} = v[e^{i\varphi_1} + e^{i\varphi_2} + e^{i\varphi_3} + \cdots + e^{i\varphi_N}] \tag{6-43}$$

式中，$N$ 是波束的个数，$v$ 是每个波束的电压。所以，天线电压的实部和虚部(相位部分)在 $0 \sim \pm Nv$ 之间随机变化。当 $N$ 为一个合理的较大值时(在实际应用中 $N$ 往往大于6)，实电压和虚电压满足标准差为 $\sigma$ 的正态分布，$\sigma$ 与波束的个数成正比：

$$V_{\text{total}} = \sqrt{v_i^2 + v_q^2}; \quad \Pr(v_{i,q}) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-(v_{i,q}/\sigma)^2}$$
$$\sigma \approx vN/2\pi = V_{\max}/2\pi \tag{6-44}$$

则总电压的概率分布就为瑞利分布：

$$\Pr(V)dV = \frac{V}{\sigma^2} e^{-(V/\sqrt{2}\sigma)^2} dV \tag{6-45}$$

图 6-50 画出了这个函数的图形。总电压最可能的值会是 $\sigma$，大约是最大可能电压的(1/6)：它可能就是和通过多次重复测量而得到的平均功率相对应的电压。

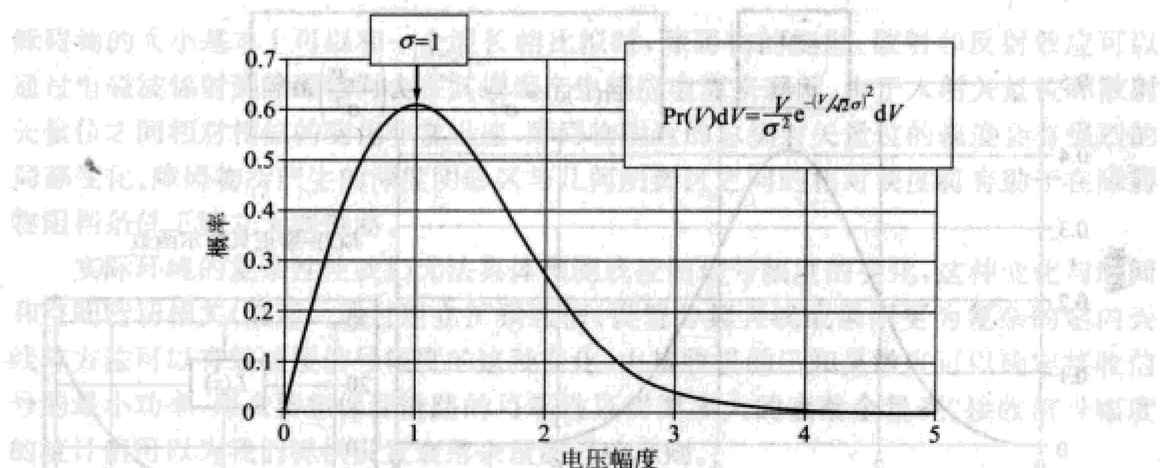



图 6-50 瑞利分布

在 90% 的时间段内，电压值位于 0.3σ 和 2.4σ 之间，因此，信号平均功率的范围宽度大约为 17dB 的概率为 90%：即比平均功率大约高 7dB 和低 10dB。如果我们确信指定区域内信号的实测功率服从瑞利分布以保证整个传播链路有 95% 的可用率，则要求信号的平均功率比最小门限值大约要高 10dB 才能达到理想的数据接收速率（举例来说，典型的 WLAN 链路的最小门限值大约为 −85dBm）。这个 10dB 的增量就是对平均功率强加的衰落余量，以保证链路在我们所期望的性能水平上几乎一直可用。

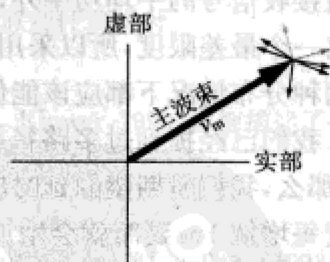



图 6-51 一个主波束（视距）和多个相位随机分布的次波束（非视距）

对于收发之间为视距传播的情况，可以认为接收功率主要是由沿视距路径传播的波束来决定的（当不存在很强的地面及天花板反射时）。那些幅度较小、相位随机分布的波束会给接收信号的场强带来一些残留变化，这种情形如图 6-51 所示。

视距条件下接收信号可由莱斯分布来描述：

$$\Pr(V)dV=\frac{V}{\sigma^2}e^{-\left(\frac{v_m^2+V^2}{2\sigma^2}\right)}I_0\left(\frac{v_mV}{\sigma^2}\right)dV \tag{6-46}$$

这里的 $v_m$ 为起主要作用的（视距）波束的幅度。图 6-52 给出了这种分布的图形，其中主波束电压比次波束电压的期望值高 3 倍。插图中所示的修正贝塞尔函数 $I_0$ 有点儿像广义指数函数，其值随着自变量的增加而迅速上升。由这两项乘积所得出的电压值最可能近似为 $v_m$，其分布范围的宽度大约为 $2\sigma$。当 $v_m$ 与 $\sigma$ 相比非常小时（即没有真正意义上的主波束），贝塞尔函数等于 1，瑞利分布也就变成了莱斯分布。

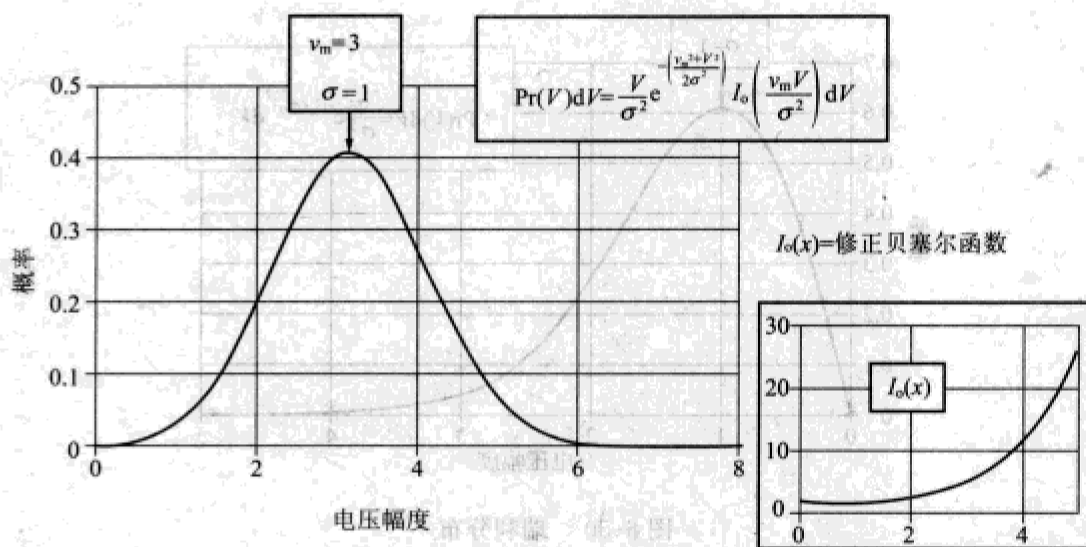



图6-52　莱斯分布

莱斯分布并不能像瑞利分布那样很方便地给出衰落余量的设置准则，因为除了要知道接收信号的平均功率外，还必须要知道主波束的功率分布。不过，瑞利分布总是能给出一个最差限度，所以采用由瑞利分布所导出的10dB的衰落余量是比较稳妥的，它在两种分布情况下都应该能保证足够的信号功率。

我们已经提到过多路径会带来大量的延时，但对这一问题并没有作过详细的研究。那么，我们所期望的延时应该为多大呢？解决这一问题的基础就是光速：因为路径长度每增加1m延时就会增加3ns，环境的特征尺度决定了延时变化的量度范围。典型室内环境的尺度为3m，对大型建筑物来说则可能达到50～60m，因此我们可以认为：若将直达路径考虑在内，则多反射路径的延时也许会从几十纳秒扩展到100ns～200ns。对一些具有代表性的室内多径场景和数据的进一步讨论可参看第7章中的第5节。

延时的分布可以很容易用其他一些变量来表征，比如均方根(RMS)过延时或某个幅度门限的最大值，这里的过延时是指超出最短路径的延时的量。在应用WLAN时，我们可以采用这样的经验法则：当主能量的过延时＞100ns时，必须要采用OFDM协议才能达到较高的数据率，如果在这种过延时条件下传统的802.11链路还适用的话，则RMS很可能可以容许有200ns的过延时。

## 6.5　小结

当横向上的变化超过一个波长但依然比较小时，可以基于跟踪射线路径的方法来研究电波传播。影响射线传播的几个关键因素是：当射线通过由不同材料所构成的较大障碍物时，会被障碍物吸收、被介质表面反射和从有限大小的障碍物上绕射出去。当

障碍物的大小基本上可以和一个波长相比拟时，障碍物的绕射、散射和反射效应可以通过电磁波辐射到障碍物时会在其表面产生感应电流来理解。由于入射矢量位和散射矢量位之间相对相位的变化非常迅速，障碍物附近的总绕射矢量位的幅度会有强烈的局部变化。障碍物所产生的深度阴影区与几何阴影区之间的相对狭度将有助于在障碍物阻挡条件下建立无线链路。

实际环境的复杂性使我们无法具体预测或控制信号幅度的变化，这种变化与时间和空间密切相关(衰落)。通过建立扩频通信、设置分集天线或采用更为复杂的定向天线阵方法可以有效减缓信号幅度的这种变化。由接收机的已知灵敏度可以确定接收信号的最小功率，那么要想保证链路的可靠性还需要多大的衰落余量呢?接收信号幅度的统计值可以为我们提供设置衰落余量的经验准则。

## 6.6 补充读物

波与波的传播

**Physics of Waves**, W. Elmore and M. Heald, Dover, 1985：一本介绍各种环境下机械波、声波和电磁波的书，语言优美，可读性强。内容包括使用经典的惠更斯原理计算绕射。

用于 WLAN 的自适应阵列

**Smart Antenna Systems and Wireless LANs**, Garret Okamoto, Kluwer, 1999：详细描述了一种智能天线实验系统，包括数值模拟结果以及室内和室外环境中的实验结果。

电波传播的统计模型

"The Indoor Radio Propagation Channel," H. Hashemi, Proc. IEEE, vol. 81, p. 943：(1993) and references therein：该书是一本介绍表征幅度和延迟分布的各种方法的很有用的指南，它还提供了大量的文献引用。

# 第 7 章 室内网络

## 7.1 室内环境

室内环境包括墙壁、地板、天花板和必要的门窗等。在室内这样一个有限的结构中有类似人类这样非固定的障碍物。房间的结构特征和内部障碍物决定了电磁波在室内环境中的传播特性。由于一栋建筑内的主要特征在短期内变化不会很快，所以考虑这些固有特征对传播特性的影响是有意义的，但是之后我们还需要进行测量。最后，建筑物内会有居民，电子设备的用户会干扰无线局域网络。

基于以上观点，我们首先通过研究建筑物的建造过程，来寻求对室内网络在射频方面特性的理解，进而获得对微波频段传输特性的一些潜在影响。在研究了各种不同建筑的信号强度之后，我们考查了一些常见干扰源的特性，并总结了一些应用于建立室内覆盖网络的工具软件的例子。

## 7.2 如何建造建筑物

### 7.2.1 建筑基础

建筑物可分为住宅和商业建筑两种，对于商业建筑，我们考虑低、中、高和超高层结构。

设计建筑要实现三个功能：竖立不倒、满足居住者的需求和不易燃烧甚至根本就不燃。所有其他的特征都要服从于这些基本要求。

建筑物的首要基本功能是保持竖立，住宅或低层建筑在满足此项要求所采用的方法与大型建筑相比有很大不同。前者依靠一些墙壁来分担天花板和上层的重量，承受这种结构重量的墙壁成为“承重墙”或“剪力墙”(由于其要实现承受剪切压力而不倒塌的功能而得名)。而其他墙壁仅仅是为了方便实现把内部区域分隔为几个子区域的作用，通常称作分隔墙。剪力墙是构成建筑整体结构必不可少的一部分，其修改必然会对建筑的整体性带来风险，而分隔墙的构建、移除或移动不会有任何影响。建筑物的外围墙壁几乎总是剪力墙；一些内部墙壁也可能会起到承重的效果(注意在不过多占用空

间的前提下，内部可用柱子来提供额外的支撑)。剪力墙所采用的建筑材料和技术与分隔墙的不同，特别是对商业建筑而言。它们的微波特性也会有些不同(见 7.3 节)。

中高层建筑的构建基于吸收承重的钢材或钢筋混凝土框架。在基于框架的设计中，外墙承担很少的重量，不需其提供结构支撑，而只起到保护建筑内部免遭风雨破坏和保护居住者隐私的作用。所以此类建筑的外墙选用的材料只取决于材料成本、建筑成本、外观和维护需求等因素。

商业建筑的样式简单的分为美式、中欧与西欧式和现代亚洲式，它们之间的差异主要与相对于本地材料的本地劳动力的费用相关。世界上各种住宅建筑的样式之间的差异更大，因为它们更有赖于风俗习惯和个人喜好。

## 7.2.2 低层商业建筑(一到三层)

低层商业建筑典型的支撑结构的重量由外墙、内墙和内部的柱子共同分担。图 7-1 展示了一种代表性的结构。外墙由砖块或有钢筋加强的混凝土单元(以前的大学生都称它为空心砖)构成。在建设小建筑物时或在劳动力廉价易用的地方仍然使用这种方法。大多数的现代建筑的外墙由钢筋混凝土板构成，这些板先在地面制成，然后吊到要用的地方，因此这个方法称为立墙平浇建筑法。

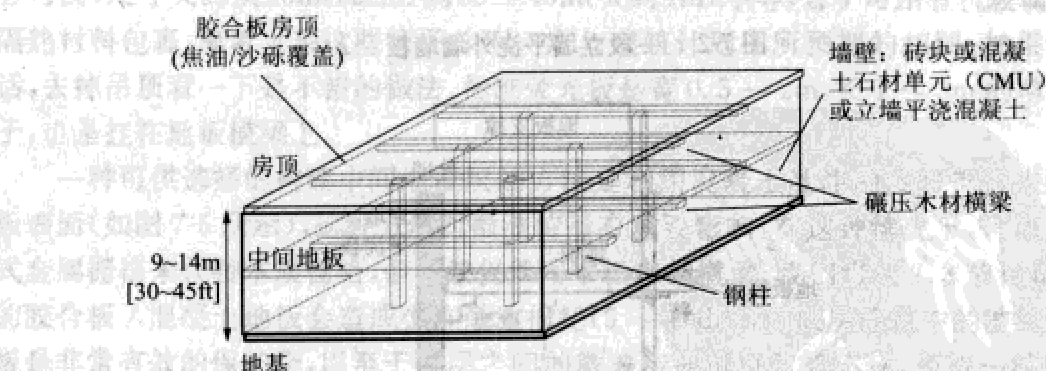



图 7-1 典型低层商业建筑

图 7-2 是一种标准立墙平浇板。制作这种板时要首先构架一个带强化钢筋的木质模具，然后在其中灌入混凝土。板上包括诸如门窗的开口等建筑物的主要结构，也包含便于与起重机相连的连接点，它在加工好之后会由起重机吊到指定地点。一般构成一栋普通立方体建筑的完整的一面外墙只需要一块板。

建筑的最底层地板通常直接置于混凝土平板地基上。为中间地板层提供支撑的横梁由其自身搭建在立墙平浇板上的壁架和将其连接到内部支撑柱的底座来支撑(如图 7-3 所示)。

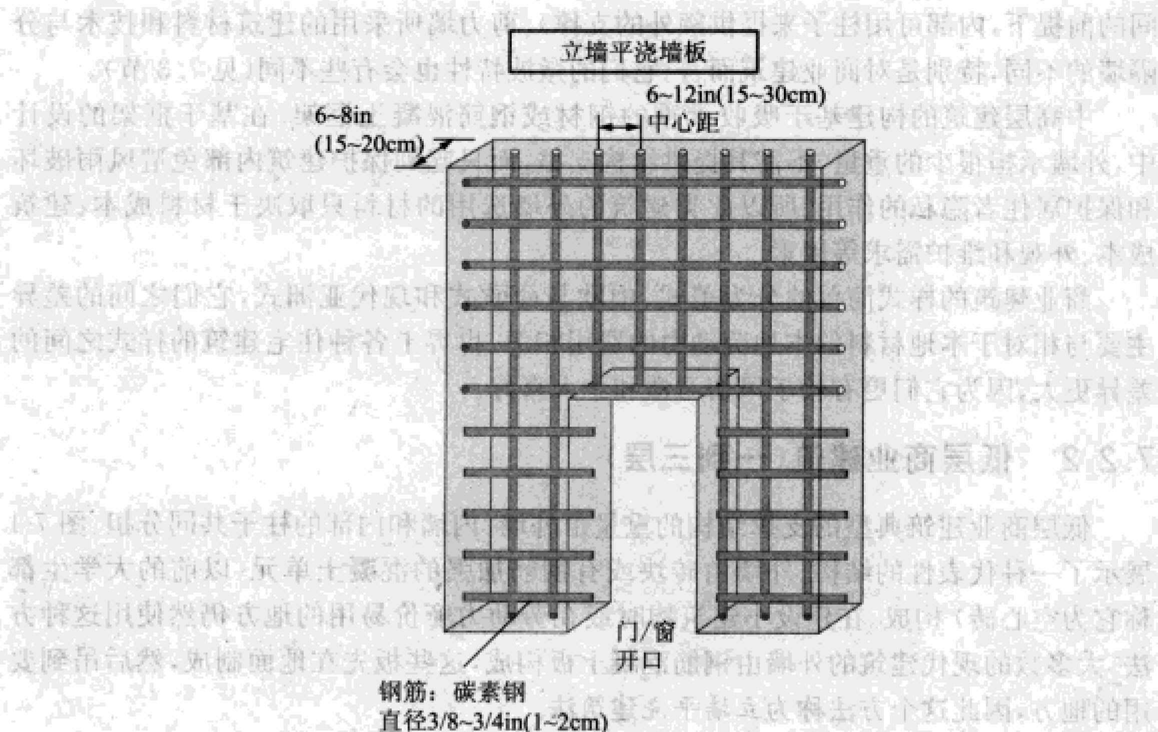



图 7-2　一段立墙平浇外墙墙板

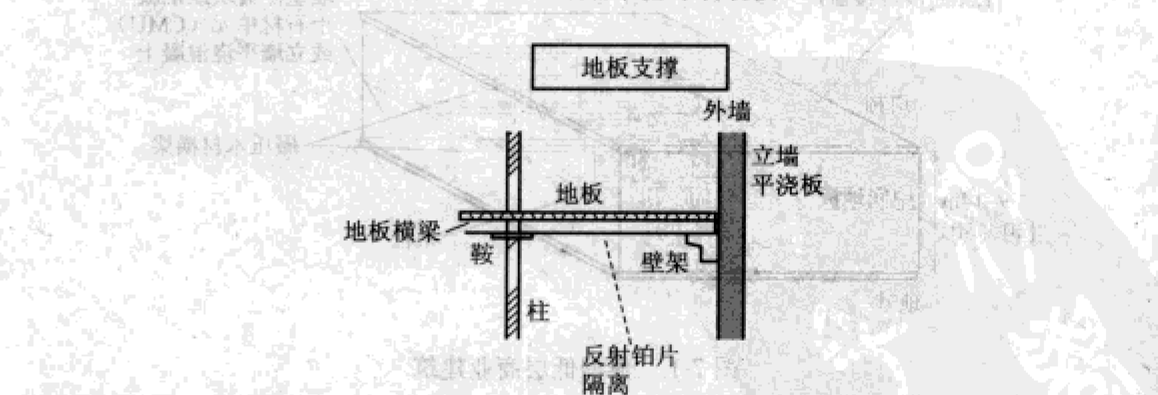



图7-3　中间地板由外墙和内部的柱子支撑

小建筑的地板横梁通常是横截面为 4in × 12in(1in = 2.54 × $10^{-2}$m) 的木头或木板，实际上会稍小一点。中间地板层典型的由放置在地板横梁上的板子构成（如图 7-4 所示）。每块板都是由胶合板（为增加强度胶合在一起的木质薄板）制成，中间有挂在金属栅格挂钩上的约 2in×4in 的木质支撑单元（托梁），在地板主梁间提供本地支撑。胶合板地板可以选择在其上覆盖标准粗线网钢筋的轻质混凝土薄层。

中间地板层构成了其下一层房间的天花板，但人们很少会看到它。一个通常由压制纤维板（也就是一种纸）构成的约 2～3cm 厚的伪天花板会挂在连接到地板横梁的金属 T 型杠上以提供美观的室内环境。这些纤维板可以方便地从它们的支撑架上切除以

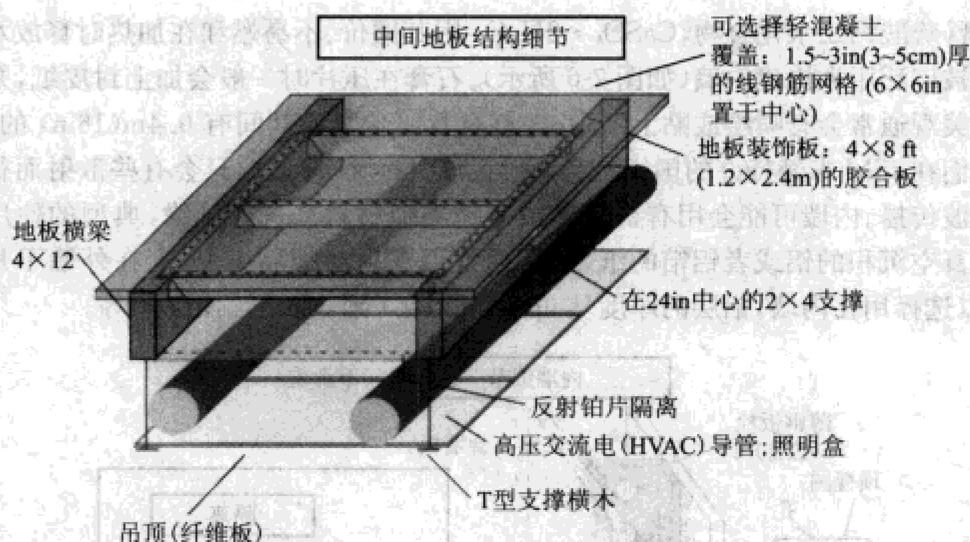



图 7-4 中间层地板和地板支撑结构

提供到上层的通道。在吊顶与中间地板层之间通常会有为室内提供暖气、换气和空调等服务的金属管道，虽然也可用塑料管，但是这些管子一般用薄钢片制成。其横截面可方可圆，尺寸大约从10in(25cm)到30～40in(大约1m)不等，管子可用有机玻璃或其他隔热材料包裹。笔者发现这些管子并不一定与建筑计划中所预期的相同。如果怀疑的话，去掉吊顶看一下是不错的做法。标准荧光板是宽0.5～2m，长1～3m的薄金属盒子，也是挂在地板横梁上。

一种可供选择的构建中间地板层的方法是利用混凝土灌注的波纹钢板来组成地板表面(如图7-5所示)，这种方法对微波传播有重要影响。在这种情况下，可以用开放式金属栅格来代替木质栅格，但一般仍然用木板来做横梁。我们将在7.3节讨论，通常的胶合板/混凝土地板会造成少许微波损耗(5～10dB)，而低层建筑中的波纹钢片地板是非常有效的保护壳，以至于楼层之间的微波传播可以忽略不计。所以一栋建筑的地板形式是确定相邻楼层间是否存在共同的网络覆盖区域的一项重要因素。

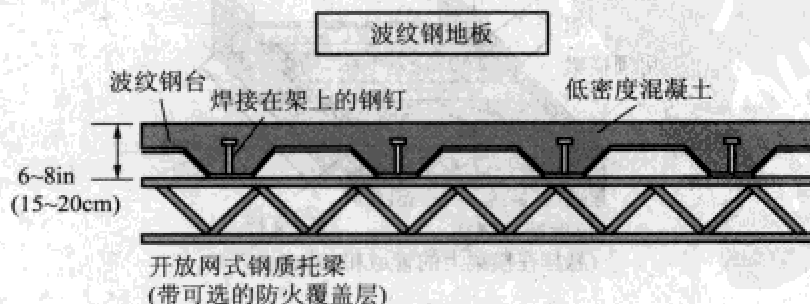



图 7-5 波纹钢中间地板的结构

如果有内部剪力墙的话，它就会像外墙那样用立墙平浇混凝土或加固石材来构

建。石膏(硫酸钙二水化合物,$CaSO_4 \cdot 2H_2O$)因其廉价、不易燃和在加热时释放水汽等特点而被广泛用来构建内墙(如图 7-6 所示)。石膏在压片时一般会加上封皮纸,并且墙板为了美观通常会有喷绘或贴上纸画。嵌钉有几厘米宽且其间有 0.4m(16in)的间隔,因此它们在 ISM 未经特许的国家信息基础设施(UNII)频段内只会有些散射而很少阻碍电磁波传播。内墙可能会用有机玻璃或其他类似材料来进行绝缘,典型的使用覆盖有一层真空沉积的铝或者铝箔的纸。铝层通常用在顶层的隔离上,但在外墙不是很常用,可以选择用在内墙。铝层的厚度从 6μm(沉积层)到 50μm(铝箔)不等。

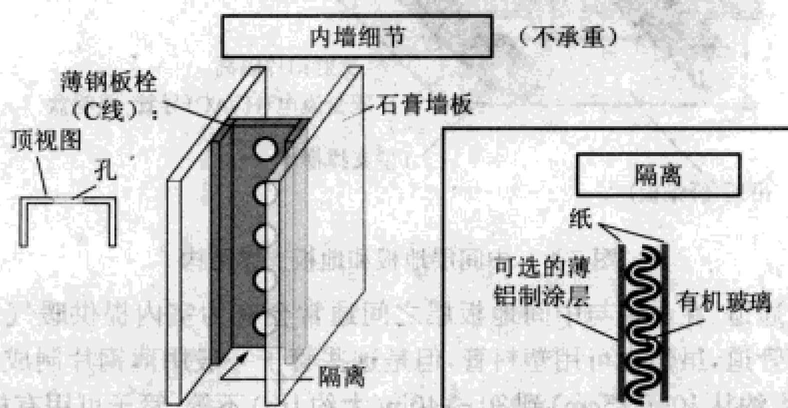



图 7-6　商业建筑的内墙结构

房顶的构建与中间地板层相同(如图 7-7 所示),由木质板横梁和托梁支撑的胶合板组成,其上覆盖有防水层。在商业建筑中典型的防水层有一层覆盖经过焦油和沙砾处理过的油毛毡构成,但也可用由沥青、瓷或者覆盖有陶瓷的钢片构成的瓦片房顶。取暖、通风、空调的管道可以用低层的方法悬挂在房顶,房顶通常用铝隔热并且几乎全都是隔热的。

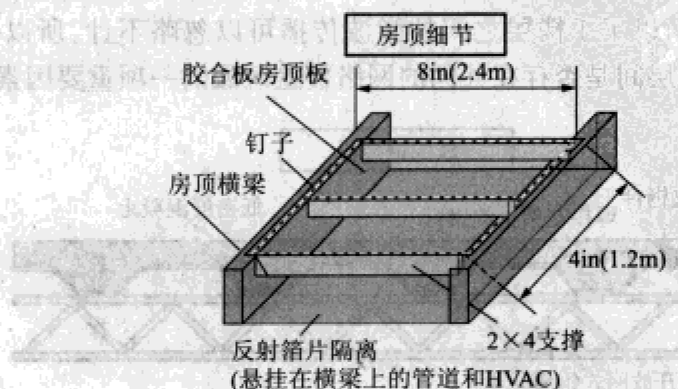



图 7-7　低层商业建筑的房顶结构

### 7.2.3 中高层商业建筑

高于 3 层的建筑物很少用外墙或内墙实现承重，其结构的整体性由一个焊接或用螺钉相连的钢梁组成的框架提供(如图 7-8 所示)。在一些结构中会使用钢筋混凝土柱来取代或者加强钢制框架。在一栋建筑物的中心或者靠近中心的地方经常会用到一个剪力塔，它具有诸如垂直通道、电气服务、电梯柱和供用户上下的楼梯等关键性功能，剪力塔还提供了紧急事态中的防火和逃生通道。

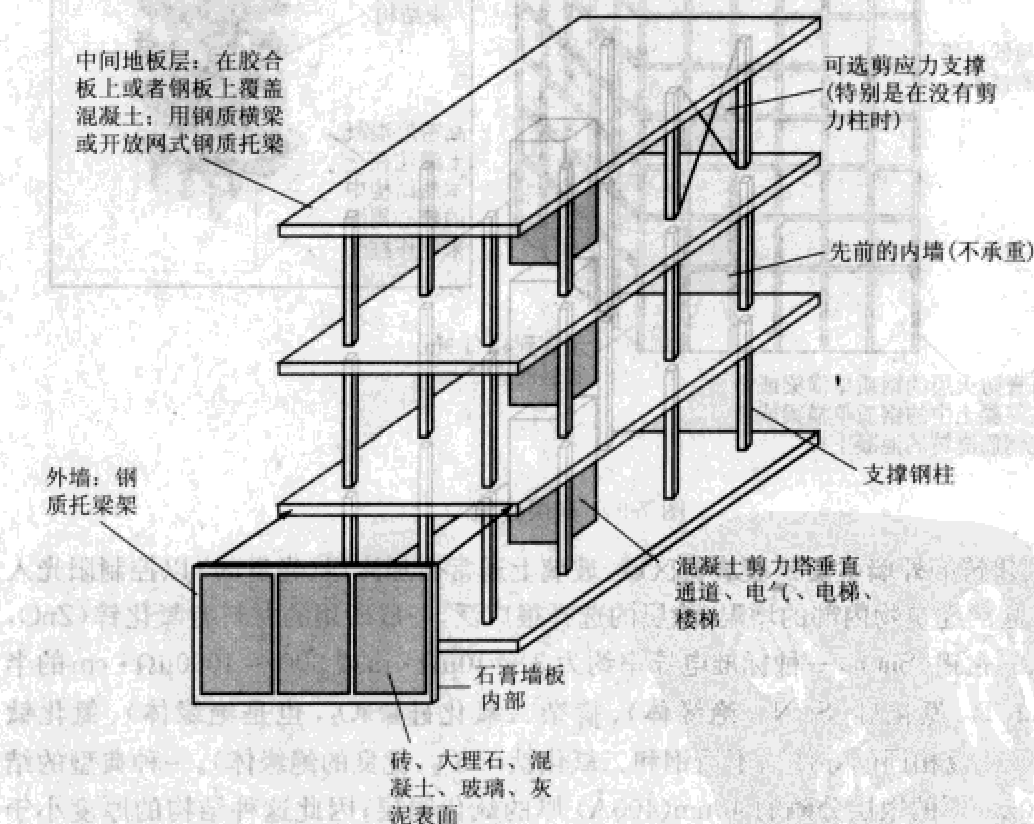



图 7-8 钢架中层建筑(3 ~ 15 层)

因为外墙不再有承重的功能，所以它可以选择更广泛的材料来构建。其内部建筑的材料和修整与低层建筑所用的大致相同，中间地板层的结构也和 7.2.2 节中描述的相同。

超高型建筑摩天大楼使用在中层建筑中用到的钢架方法(如图 7-9 所示)。大型建筑底层要用到长度超过 1m 的超大钢梁，其大小随层数的增加而递减，到最高层时减至中等长度。大型建筑物的横梁通常会用石膏或者混凝土外壳作为防火层。在一些建筑中会采用混凝土柱代替单根横梁，前者是通过把混凝土灌到包裹在钢壳中的一个钢芯周围制成的。高层建筑的内部隔墙和地板的结构与中低层建筑的相同。

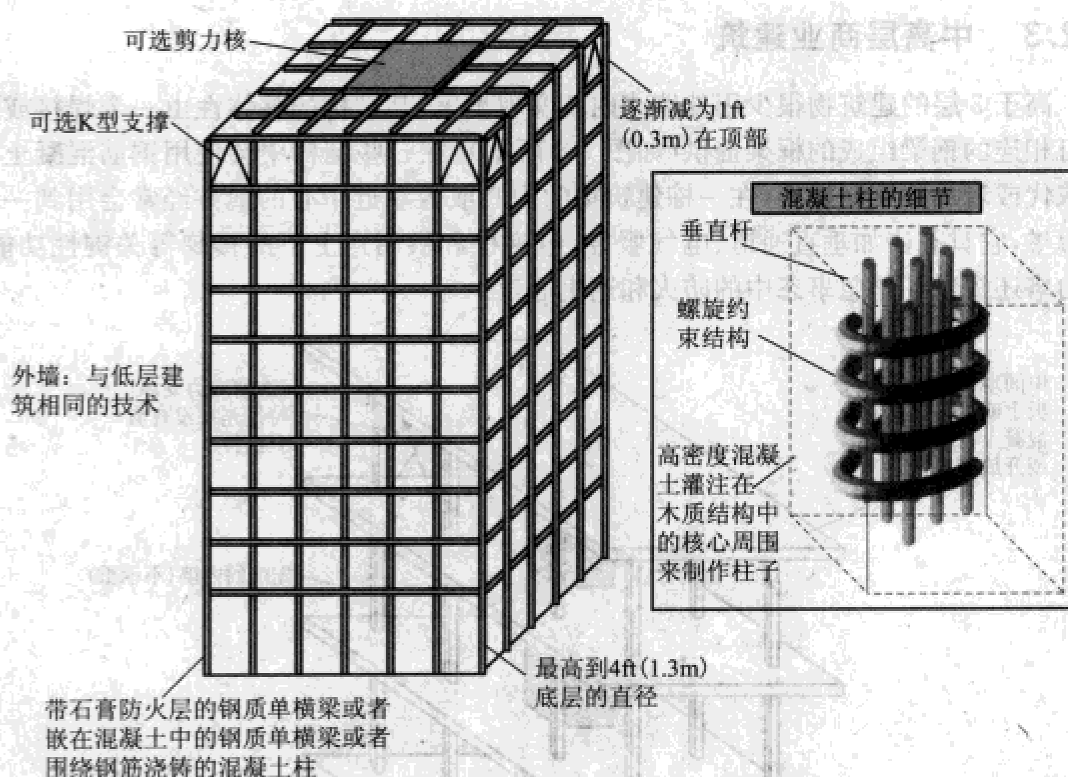



图 7-9　高层建筑

高层建筑的外墙主要是玻璃窗区域。玻璃上通常会加涂层(光滑的)以控制阳光入射及其引起的建筑物内部的增温。涂层的选择很广泛，一般所用的材料有氧化锌(ZnO，绝缘体)、氧化锡($SnO_2$，一种标准电导率约为 3～10μΩ·m 或 300～1000μΩ·cm 的半导体)、Ag、Ti、氮化硅($Si_3N_4$，绝缘体)、掺杂二氧化硅($SiO_2$，也是绝缘体)、氮化钛(TiN，与氧化锡相同的导体)、不锈钢和二氧化钛($TiO_2$，优良的绝缘体)。一种典型的结构是用 10nm 厚的银层分隔的 40nm(400Å) 厚的氧化锡层；因此这种结构的厚度小于 140nm(0.14μm)，甚至比良导体的透入深度还要薄。我们可以合理地期望这种玻璃对微波频段的反射会很小，但这么薄的层的吸收也不会很强。笔者关注了一些特别设计在微波频段高吸收而用在机场或其他设备上以阻隔手机辐射(以通过收取转发费用来增加机场收入)的玻璃涂层的报道，但到目前为止还没能证实这些报道。

### 7.2.4　住宅

由于更强的受风俗、历史和传统喜好的引导，住宅建筑的风格样式比商业建筑更加多样化。这里的讨论集中在一般的美式建筑上。

在美国，小的家庭住宅和公寓传统上在构建时都用木质框架来提供其结构强度，支撑外墙和房顶的栓和椽也是木质的。为了增加框架的承重能力外墙会用胶合板来加固。在地震活跃地区，如加利福尼亚，会采用各种额外的应力支撑措施来应付地震的发

生。外墙的材料要满足美观和强度要求，其选择面很广，木质嵌板、灰泥(以后会更多谈及)、砖块、铝条都是常用的材料，在地震少发区域可能不会对砖块加固。

标准的内墙由搭在木栓上的石膏板(无浆墙或墙板)构成。内墙中的空间可以提供一些服务(电线布线、管道、通风)。天花板通常是在搭在石膏墙板上的灰泥板构成的。房顶由搭在木质横梁和椽上的胶合板构成。房顶通常是瓦片式结构(多个瓦片层叠以防止雨水冲到其连接点)，层叠的材料包括混沙沥青、加工木板和金属支撑的陶瓷片。住宅建筑时很少采用焦油沙砾房顶(但是在笔者居住的旧金山的海湾地区的南Peninsula区常见的“Eichler”住宅中经常使用)。

新的美式建筑正快速走向用薄金属板栓和横梁构建外墙的方式，因为这种方式的成本已经降到标准木质框架的成本以下。栓和横梁做成如图 7-6 所示的 C 状波纹金属通道的形式。外墙用金属片加固。金属横梁有良好的伸展强度，所以总的加固区域很小。窗户用金属板来提供侧向支撑力。外墙覆盖了带装饰层的聚碳酸酯隔离层。内墙仍使用石膏墙板来防火。房顶由搭在片状金属栓上的胶合板构成，这点类似于低层商业建筑。

石膏外墙的构造比上世纪稍微有了点改进(如图 7-10 所示)。20 世纪早期，灰泥外墙是通过在细红木条上覆盖灰泥制成的，大约从 20 世纪 20 年代到 80 年代，更广泛地采用在灰泥板上放置六边形灰泥支撑线来作为加固材料，在现代的建筑中，普遍使用外部隔离完成体系，它用覆盖了有机玻璃网格的聚亚安酯隔离层来构成灰泥板的基板。厚度超过 1cm(3/8in) 的灰泥板可能仍会使用金属丝支撑。

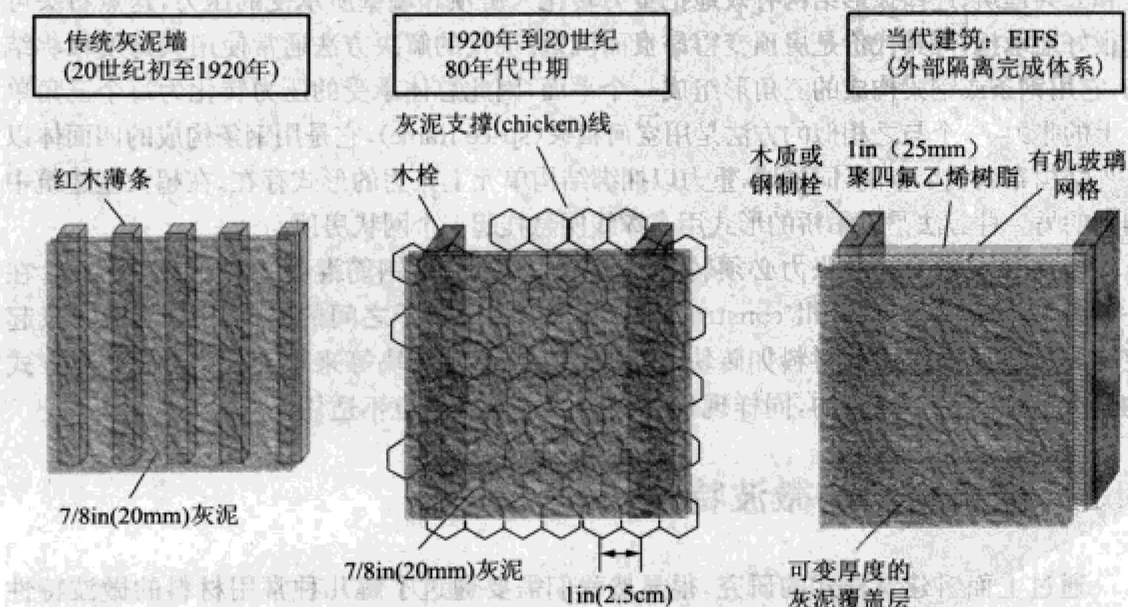



图 7-10　各时代(现代) 所用的灰泥层

### 7.2.5 国际风格

世界上建筑风格(和质量,但那是另一个话题)的巨大差异主要是以本地的劳动力和材料的成本为条件的。在前苏联和波兰,外墙是石工和填满的,内墙通常是石工的,原因是本地劳动力的成本较低和石头有优良的隔热性能。轻质混凝土墙也正变得流行起来。中间地板层和天花板通常是烧制的土瓦和钢筋混凝土合成的,其中土瓦做成可以通风用的管道形状。

不论是标准的商业建筑还是民用建筑,西欧的建筑都比美国更广泛地用砖块、石块和混凝土来做内墙。墨西哥的建筑非常流行使用混凝土石块。

中国台湾地区的商业建筑风格与美国非常相似。日本商业建筑广泛使用钢筋混凝土,因为它很坚固足以抵御地震。住宅建筑间的差异更大。日式住宅通常用木质框架和重瓦房顶。中国香港地区的居民通常住在沿商业街建筑的公寓楼里。

### 7.2.6 超大型建筑

有的建筑必须有一个大跨度的无支撑内部空间,如大礼堂、机场终点站、歌剧院和会展中心等,它们要面对特殊的结构难题。根本的挑战是如何不用内部支撑柱而支撑起宽广的房顶。小型建筑可用悬臂横梁(用这个词是由于横梁末端的点和面都要固定而使下陷最小),但是大型建筑若用这种方法就增加了可用材料的压力。

解决大跨度房顶问题的方法有很多,古代的工程师用拱形和圆形的石工房顶构建大教堂和公共建筑;这些弧形结构有效地把重力转化为房顶和墙壁所承受的压力,这点石头可以很好地承担,但其代价是房顶变得昂贵而沉重。现代的解决方法通常使用大跨度捆绑结构,它用钢条或钢梁构成的三角形组成一个平面,因此总体承受的压力转化为每个三角单元上的张力。一个与之相似的方法是用空间框架(space frame),它是用钢条构成的四面体以最小结构布满整个空间,同样地,重力以捆绑结构单元上张力的形式存在。在超大型建筑中用到的另一种方法是以吊桥的形式用支撑线网悬挂起一个网状房顶。

由房顶重量引起的张力必须转移到墙壁上。墙壁由钢筋混凝土柱或钢柱构成。在一种被称为填实建筑(infill construction)的技术中,柱子之间的空间用不承重的只起装饰和抵御风雨作用的材料如砖块、混凝土块或者玻璃块等来填充。用立墙平浇方式构建大型建筑是不现实的,同样现代样式中的木质框架也不适用。

## 7.3 建筑材料的微波特性

通过上面对建筑样式的研究,很显然我们需要通过了解几种常用材料的微波特性来认识室内环境的传播特性。我们应该知道(至少应该知道)混凝土、木头、石膏、玻璃和石头的微波特性。

关于特殊材料可用的学术上的独立研究成果有很多,但笔者选用在微波频段对建筑材料的最完善单独检测结果是由美国国家标准与技术学会的 Gaithersburg 实验室的

Stone 和其同事完成的。他们测量了电磁场通过不同厚度以下材料时的损耗：钢筋混凝土和无钢筋混凝土、混凝土砖块、混凝土石块、砖墙、无浆墙及玻璃等。所有材料的检测统一用一部检测设备，因此这些以相同方式测量所得的数据构成了大多数材料的一组有价值的参考资料。

这里有一些需要说明的关于数据性能的重要限制。虽然数据采集时采用了时间门限以消除检测装置周围环境的任何反射，但是数据没有就样本的反射进行测量或校正。因为测量时采用垂直入射，而绝大多数材料的反射系数均小于约 0.5（如图 6-10 所示），所以对于单个分界面的修正应近似于或小于 2dB。完整的修正应同时包括两个分界面的多次反射，但相应的由于吸收也非常强烈，这些修正是可以忽略的。在任何吸收与反射的差别都不大的情况下，修正都是不重要的，除非样本的损耗极低。数据从 0.5GHz ~ 2GHz 和 3GHz ~ 8GHz 两个分开的系统分别提取；在低频段这些数据显得一致且准确，但在更高频段数据显示出复杂的频率依赖性，并且与低频段的数据在数量上不一致。因此，这里我们只调查 0.5GHz ~ 2GHz 的结果，并且乐观地期望能从中推出在我们感兴趣的 WLAN 应用的频段的特性。

Stone 等人在低频段的结果总结在图 7-11 中。我们通常可以总结出：无浆墙的损耗最低（垂直入射时约 1dB），干燥胶合板的吸收和反射也非常小；潮湿的胶合板导致了额外的损耗（和 / 或反射）；标准厚度的砖块和软木的损耗为 5 ~ 10dB，具体值依赖于厚度；同样地，潮湿的木材比干燥的木材多了 1dB 或 2dB 的吸收；

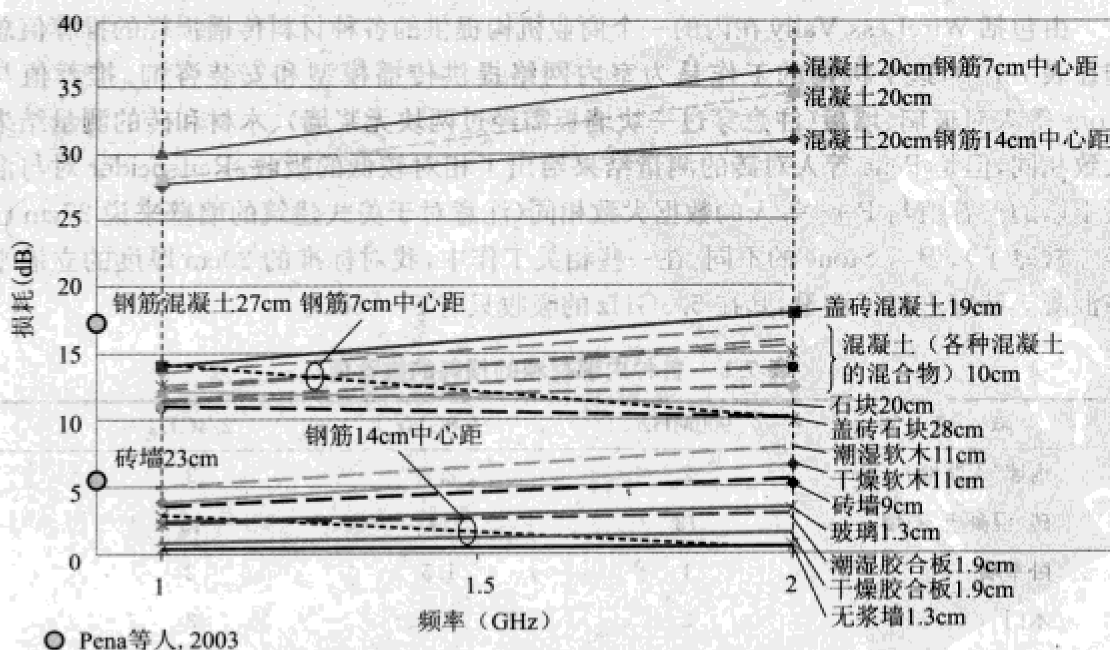



图 7-11 NIST 对各种建筑材料在微波频段的损耗的研究，“钢筋”表示混凝土中的加固钢条或者空气中的加固条网格（After Stone，NISTIR6055）

纯混凝土或其与砖块的混合物显示出非常强的损耗，在2GHz时20cm厚度的平板把入射信号衰减了35dB之多。钢筋的存在与否对混凝土损耗值的影响很小。

图中也显示了间距分别为7cm和14cm的钢筋栅格在空气中的测量结果。注意，电磁场在1GHz时波长为30cm，而钢筋的直径约19mm，所以孔的大小为7－2＝5cm，小于1/4波长。我们发现半波长网格对传播的阻碍很小，但1/4波长网格的阻碍要更大一些。在2.4GHz(孔的大小为0.4倍波长)时7cm网格的反射/散射仍比在1GHz测量的14cm网格(孔的大小也为0.4倍波长)的反射/散射大了3dB，这说明对于小的网格来说钢筋的大小不能够忽略。然而，我们可以总结出，在感兴趣的频率，孔的大小大于半个波长的导体网格只会有很小的反射或散射。注意混凝土中的钢筋网格的损耗远小于期望的把钢筋网格的损耗与无钢筋混凝土的衰减直接相加的结果；其原因在于混凝土的折射率比空气的要大，这意味着其中电磁波的波长比空气中的要短，因此对于其中的波长来说网格的孔变大了。

图中还显示了Pena及其同事与2003年发表的经独立研究得到的砖块和混凝土的微波性能的测量结果。这些测量是在900MHz进行的，研究者测得了随角度变化的数据并对其建立了数学模型，数据对反射进行了完整的修正，以使材料的复价电常数更加精确，从而更准确地获得其反射和吸收性能。他们测量的23cm厚度砖墙的结果(吸收约为6dB)与Stone及其同事测得的9cm厚度砖墙的结果大致相同；但是他们测得钢筋混凝土的吸收(虽然仍然很大)比Stone发表的相同厚度的吸收要低得多。

由包括WireLess Vally在内的一个商业机构提供的各种材料传播损耗的推荐值总结在表7-1中，这个机构的工作是为室内网络提供传播模型和安装咨询。推荐值与Stone等人对玻璃、墙板(注意穿过一块墙板需经过两块无浆墙)、木材和砖的测量结果大致相同，但是Pena等人对砖的测量结果给出了相对较低的吸收。Reifsneider对与混凝土墙的推荐值与Pena等人的数据大致相同(注意对于美式建筑的墙壁来说27cm已经非常厚了)，但与Stone的不同。在一些相关工作中，我对标准的20cm厚度的立墙平浇混凝土墙壁进行了测量，其在5.3GHz的吸收只有5～6dB。

**表7-1　各种内部材料的损耗的推荐值**

| 障碍物 | 900MHz | 1.8GHz | 2.4GHz |
|---|---|---|---|
| 内墙(无浆墙) | 2 | 2.5 | 3 |
| 砖、混凝土、石墙 | 13 | 14 | 15 |
| 卧室墙 | 1 | 1.5 | 2 |
| 木门 | 2 | 2.5 | 3 |
| 玻璃窗 | 2 | 2.5 | 3 |
| 玻璃窗，掺杂隔离 | 10 | 10 | 10 |

注：摘自 *Indoor Networks Training Course*，Reifsneider，2003年9月。

因此，我们可以看出不同来源对相同的材料给出了或多或少一致的结果，但是在

报道混凝土墙壁的特性时出现了很大差异。为什么会出现这种情况?为了弄清这一点,我们必须对这种普遍的现代建筑材料做一下简单的剖析。

混凝土更正式的名称是波特兰混凝水泥(有时缩写为 PCC),是一种波特兰水泥和碎石的混合物。碎石是石子或者其他无电抗性的材料,它对混凝土的物理特性有很大影响,但对其微波特性可能影响不大。水泥是由硅酸三钙 $3CaO \cdot SiO_2$,硅酸二钙 $2CaO \cdot SiO_2$ 与少量的铝酸三钙 $3CaO \cdot Al_2O_3$ 和亚铁铝酸三钙 $4CaO \cdot Al_2O_3 \cdot Fe_2O_3$ 组成的粉末。当它与水混合时,硅酸三钙生成了水合硅酸钙胶体 $3CaO \cdot 2SiO_2 \cdot 3H_2O$,并释放 $Ca^+$ 和 $OH^-$ 离子[由 $Ca(OH)_2$ 在水中分解形成],就是这种水合胶体混合物在固化后提供强度。形成胶体的反应比较复杂,并且我们还没有很好地认识其产物。众所周知的是在相关的纯硅酸形成胶体的过程中,与之密切相关的可逆的硅酸化合物的水解,



$$\equiv Si-O-Si\equiv + H_2O \Leftrightarrow \equiv Si-OH + HO-Si\equiv$$

(假定在大量的胶体或分子中,$\equiv Si-O$表示一个硅原子与其他三个氧原子相连),它在构成胶体粒子与将它溶解和合并为大胶体的过程中扮演了很重要的角色。由此推测出混凝土固化时初始的粉末形成连续、多孔、胶体的近似可逆过程是说得通的。另一个众所周知的事实是通过研究水与二氧化硅的反应发现在硅酸中水以三种形式存在,它们可由各自不同的红外吸收特性来区分:自由水分子、氢键结合水和硅烷醇组(如图 7-12 所示)。关键点在于硅烷醇虽然极化仍指向水分子,但它由于受电磁场的约束而不能自由转动。其连接键的振动频率比微波频率高很多,因此,硅烷醇不会对微波频率有什么吸收。氢键结合水分子由于连接在刚性的硅酸网格上同样不能相对移动,对微波频率也不会有大的吸收。因此,混凝土对微波的吸收似乎是由残留的自由水分子支配的,随着混凝土的固化、和水转变为结合键的形式,吸收效果应该会缓慢下降。



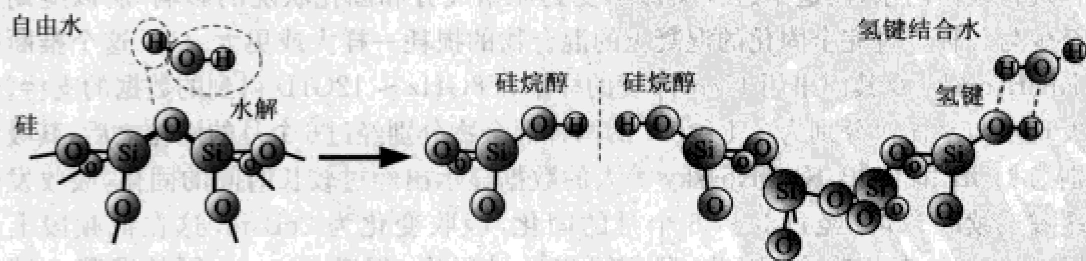



图 7-12 水与二氧化硅的反应:硅烷醇组先由结合键水解生成,然后可能会在相互之间或与邻近的水分子之间形成氢键

图 7-13 显示的是 Pokkuluri 测得的混凝土在 300MHz 的吸收数据,它似乎证实了上面的推断。如果用 Stone 等人的数据作为混凝土吸收的频率依赖特性的大致标准,我们会推出每吸收变化为 20%/GHz 的结论,因此我们期望 3 年固化的混凝土在 2GHz 的吸收约为 5dB/20cm,即与 Dobkin 和 Pena 的数据定性一致(可能也和 Wireless Valley 的定性一致,因为他们没有提供参考厚度)。

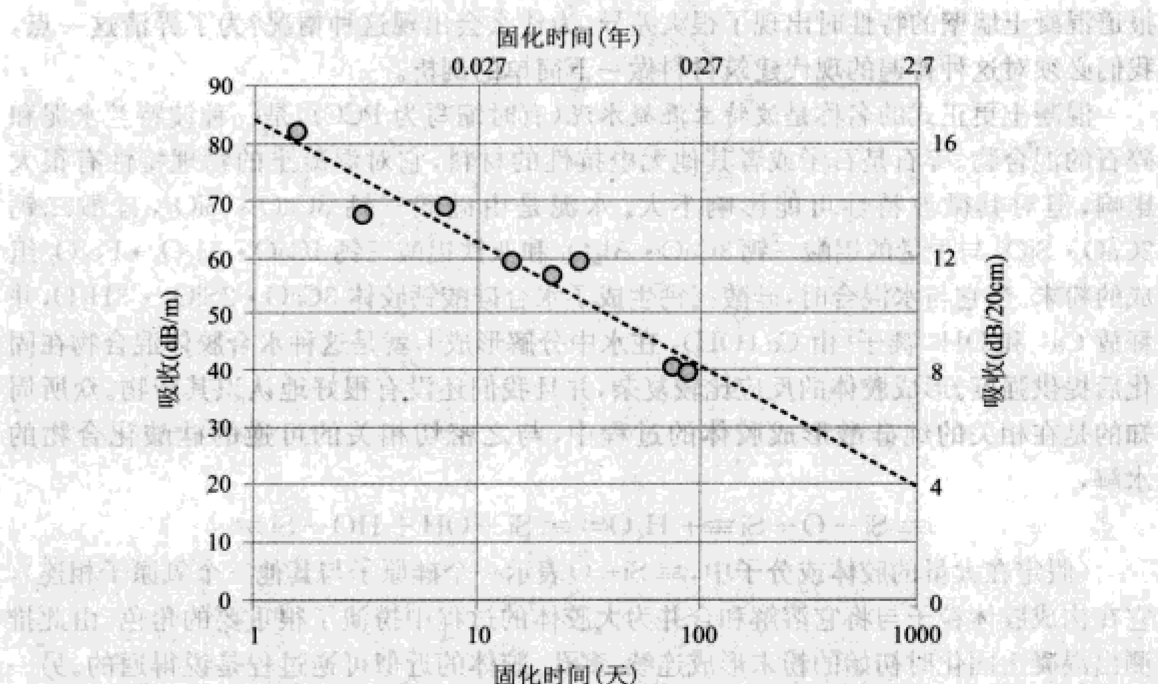



图 7-13　作为固化时间函数的混凝土在 300MHz 的微波吸收(基于 Pokkuluri 论文的数据,Virginia Polytechnic Institute,1998)

更有意义的是,我们发现对于经过几十天固化的样本,期望其损耗应必经过几年固化的样本观测值大约高2倍,这近似地解释了 Stone 等人的结果和其他工作者的结果之间有差异的原因。Stone 等人的数据包括不同数量的成分合成的各种混凝土的混合物,它们在吸收效果上显示出很大的不同(30%)。由于对微波的吸收效果依赖于经过水合过程残留的水,而这个过程又似乎受到原始成分和固化状况的影响,所以应期望它至少与各种经过完全固化的混凝土的混合物的损耗一样大或更大一些。这个推断得到 KharKovsky 及其同事用 15cm 厚度的样本在 8GHz～12GHz 得到的数据的支持。他们发现水与水泥比分别为 0.4 和 0.7 的两种混合物分别经过 6 个月的固化之后,其吸收分别为 16dB 和 18dB,KharKovsky 等人的数据显示出经过较长时间的固化,吸收发生了缓慢连续的变化:经过 5～6 个月的固化,吸收变化为 2dB/m,这在低频段上与 Pokkuluri 的数据相吻合。因此,我们可以总结得出,标准的 20cm 厚的混凝土墙在 2.4GHz 的吸收近似为 5～10dB,在 5GHz 可能会多 2～3dB,精确的值主要依赖于其成分和固化环境。

关于石膏墙壁,笔者仅能找到一份简要的参考文献(来自 Ali-Rantala 等人),这份参考文献指出石膏的吸收比混凝土稍小一点。查看图 7-10,可以估计出 2cm 厚的灰泥层的吸收为 0.5～1dB,与相同厚度的胶合板或石膏板相当。图 7-10 中在典型区域使用的线加固结构对 5GHz～6GHz 的电磁场传播的阻碍很小;现在的研究者已证明尺寸为 2in(5cm) 的六边形构成的网格板对 5.3GHz 的信号的衰减只有 1.5dB,六边形为 1in(2.5cm) 时的衰减增加了 3.5dB。在 2.4GHz 时,2in 板的衰减是可忽略的 1.4dB,但

1in 板导致的信号衰减是 7.1dB。因为标准灰泥墙壁都很薄，其介质参数对波长的影响可认为是适度的，所以可以推断出用标准支撑线加固的灰泥墙壁在 2.4GHz 的 ISM 带宽内的传输损耗约为 7 ~ 8dB。

表 7-2 列出了各种建筑材料的折射率及其在垂直入射时的反射系数。显然大多数建筑材料的折射率在 2 ~ 3 左右。如果材料的吸收很小，则现实中的材料板的反射系数会随厚度而变化，这是两个面的多次反射造成的。图 7-14 显示了在期望的折射率范围内估计的随平板厚度而变化的反射系数。薄板常用的那些材料(木材、玻璃、石膏)的折射率为 $n=2$，它们在 1.3 ~ 1.9cm(0.5 ~ 0.75in)的标准厚度时的最大反射系数为 $\Gamma \sim 0.6$，相应的单面垂直入射的反射系数约为 0.4。然而，注意即使对于这个最大的反射系数，其相应的对传输信号的衰减只有约 2dB[$10\log(1-0.6^2)$]，因此，除了以掠射角入射的情况，反射对信号的损耗并不大。另一方面，高反射系数意味着在室内环境中普遍存在反射信号，这会造成第 6 章中讨论过的多径延迟和衰落。

**表 7-2 各种建筑材料的折射率及在垂直入射时的反射系数(单层入射)**

| 材 料 | 折射率($n$) | $\Gamma$(垂直入射) | 来源，备注 |
|---|---|---|---|
| 砖 | 2 | 0.33 | Pena et al. op. cit[1].; Landron et al. IEEE Trans Ant Prop 44 p. 341, 1996 |
| 混凝土 | 2.5 | 0.43 | Pena et al. op. cit[1]. ; similar to CRC Handbook value for $CaSO_4-2H_2O$ of 2.3 |
| 玻璃 | 2.5 | 0.43 | CRC Handbook values for Corning 0080, 0120 (soda-lime glass, soda-lead glass) |
| 涂层玻璃 | | 0.7[2] | Landron et al. op. cit. |
| 石灰石 | 2.7 | 0.46 | Landron et al. op cit. |
| 石膏 | 2.2 | 0.37 | Tarng & Liu IEEE Trans Vehic Tech 48, no. 3, 1999 |
| 木材 | 2.2 | 0.37 | Tarng & Liu op. cit. |

注：1. Pena 的数据允许砖的折射率范围是 $n=1.7\sim2.2$，混凝土的折射率范围是 $n=2.3-2.7$；

2. Landron 的数据在外面(涂层)一侧测得，由涂层决定。

图 7-15 给出了楼层间传输损耗的一些经验性结果。Seidel 等人没有说明所研究的地板的构建方法，但通过与作者所引用数据的对比可以合理的推断建筑 1 用的是搭木混凝土地板或木质地板。损耗没有随楼层数目的递增而线性增加的事实应归因于邻近建筑的散射和/或反射，这并不简单地与相当于独立的发射机和接收机的地板的数目相联系。正如我们所期望的那样，图 7-5 描述的那种波纹钢片地板就像一个有效的保护壳，它使楼层间的直接传播可以忽略不计。Seidel 及其同事同时还报道了另一个建筑的更高损耗(每楼层几乎都是 35dB)，这显示出他们在一些情况下也会研究波纹钢片地板。使用这种地板的建筑似乎很容易被地板分成各个独立的 WLAN 区域，而常规的木质地板会使楼层间的传播很大。

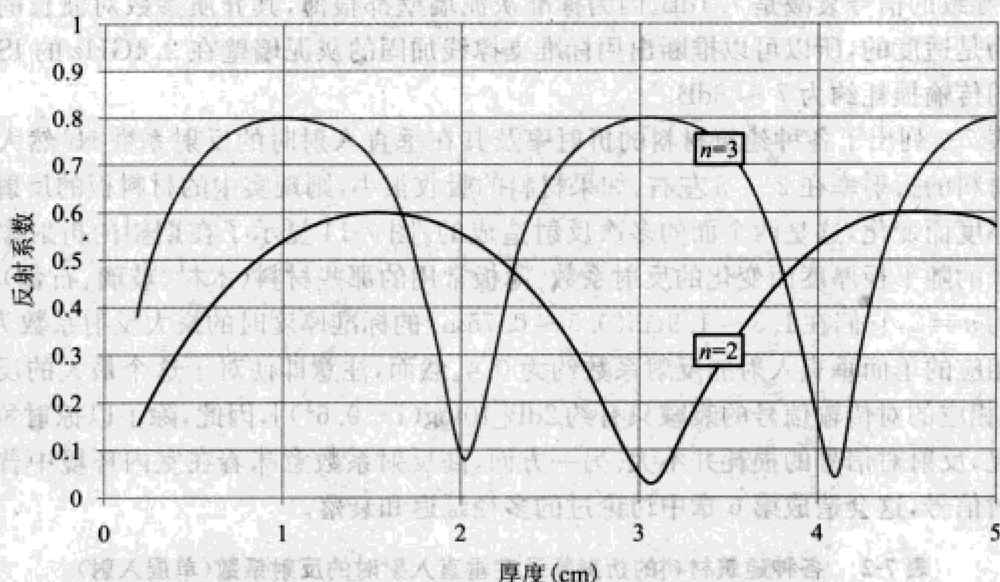



图 7-14 折射率为 $n=2$ 和 3 的障碍物的反射系数随平板厚度变化的情况；折射率为 $n$ 的平板周围是空气（$n=1$）

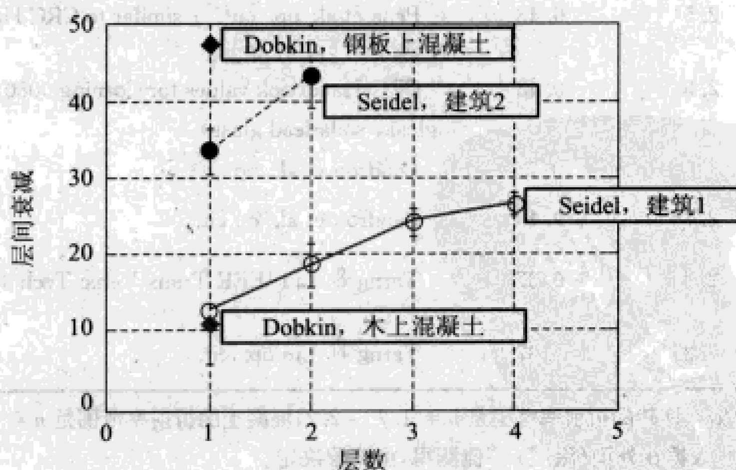



图 7-15 建筑物层间衰减(数据引自 Seidel，IEEE Vehicular Tech Conf，1992，p. 814，在 915MHz；笔者未发表 2.4GHz 的数据)

我们可以将对建筑材料的讨论总结为以下几点。

(1) 建筑中常用的典型厚度的材料的吸收特性划分如下。

- 高损耗：厚混凝土板、石板或硬木，10～20dB/墙
- 中等损耗：单层砖墙、薄石墙、木板、灰泥墙，5～10dB/墙
- 低损耗：胶合板、玻璃、木质门、卧室墙壁、无浆墙，小于 5dB/障碍物

(2) 大多数材料的折射率在 2～3 左右，从而使向厚平板垂直入射时的反射系数在 0.4 左右。

- ❑ 薄板的反射严重依赖于厚度，变化范围从 0.1 ～ 0.6；但是，即使在其峰值也只代表会有适度的 2dB 的传播损耗。
- ❑ 对于垂直极化的入射波，反射损耗在入射角大于 70° 时会变得很大。
- ❑ 对于垂直极化天线，地板和天花板的反射依赖于其布儒斯特角。

因此，大多数情况下，接收信号的功率取决于发射机和接收机之间的直射路径的损耗和反射，可以通过测量直射线经过的墙壁数目来初步估计信号强度。墙壁的掠射角反射会大大消减直射线的功率，并且会以增加衰落为代价将减少的功率加到狭长走廊的平均功率上去。

## 7.4 真实的金属障碍物

在第 6 章中我们讨论了一些关于薄的理想金属障碍物的散射场如何与入射场相互作用而制造不同深度的遮挡区域的细节。在这一节，我们检测现实中的金属障碍物如何影响传播，并将所得结果与理论预测值相比较。

测量在一个混凝土地面的开放式房间进行，频段为 5.216GHz ～ 5.228GHz，为了将天花板、墙壁和地板的反射对结果的影响减到最小，我们使用相对于全向天线约有 20dB 增益的微带阵列天线。共测量两个障碍物：一个是 0.65m 宽、0.56m 厚、2m 高的单体 19in 机架；一个是 1.8m宽、0.85m厚、1.6m高的三联 19in 机架（这些机架在商业和工业建筑中被广泛地用来放置电脑服务器和其他的电气传动设备，可以作为标准尺寸的有代表性的金属障碍物的例子）。这些机架是不流行的，因此在它的框架是前门有通风孔，后背部几乎完全敞开且在顶部和中间高度有支撑元。图 7-16 给出测量系统的示意图。

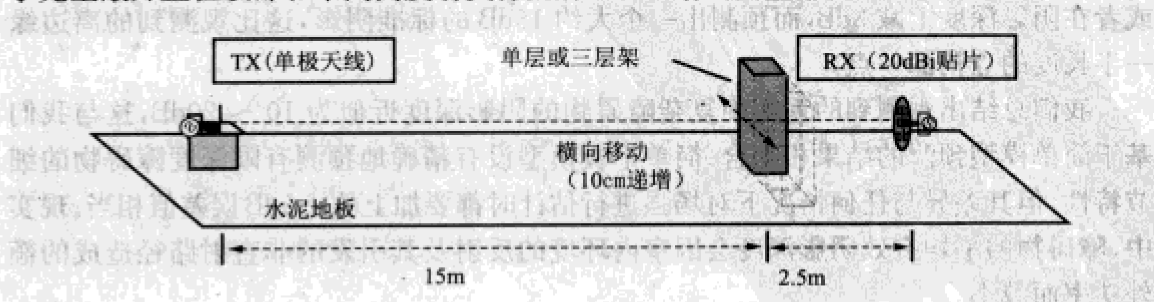



图 7-16　对现实中金属障碍物的散射 / 阴影的检测

我们对信号强度在四个频点做平均，并将其余无遮挡情况的结果相比较来得出障碍物在每一点的以 dB 形式表示的遮挡深度。结果总结在图 7-17 中，并把它与由相同横向尺度的理想平板的散射等式积分得到的信号强度估计值相比较。

显然由机架投射的阴影的定性特征可以很好地用薄板模型来表示。数据中没有观察到由三联机架的平板模型期望得到的窄深阴影区。

归一化之后[等式(6-34)]，单一机架在 5GHz 时宽 $u_0$ = 2.4，这对于给定的规格来说（$R_w$ = 2.1m），可以认为是较高的。式(6-38) 预测距离中心线一半长度处有一个 8dB

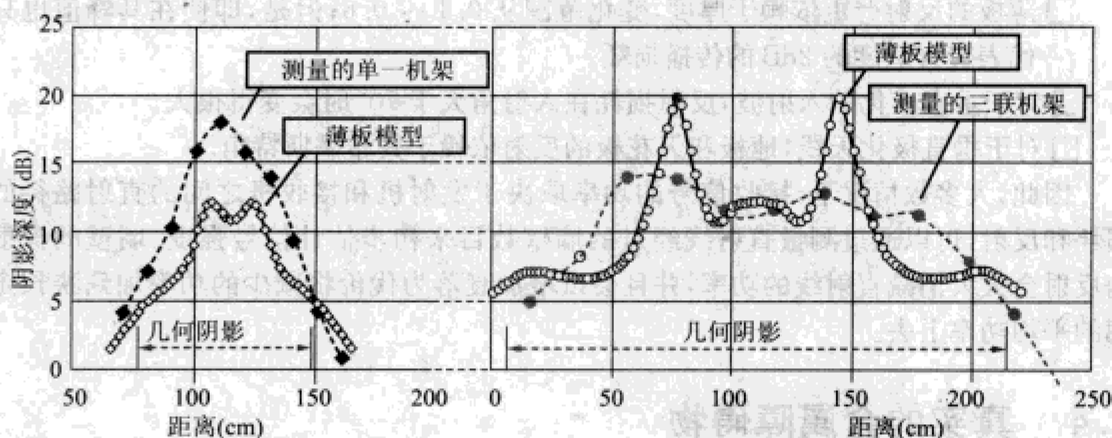



图 7-17　单一和三联机架的阴影深度随障碍物位置变化的情况，相对于几何阴影的平均值：11.0dB(单一机架）和 10.1dB(三联机架）

的阴影，这与观测到的集合阴影区域的平均值一致。但是，注意中心区域的阴影深度比期望的平板值要深 5～7dB，比式(6-38）的估计值几乎深了 10dB，这大概要归因于现实中机架的复杂形状和有限深度。

三联机架的宽度和高度分别为 7.4 个和 6.6 个归一化单位。式(6-38）分别根据障碍物的宽度和高度给出了 18.5dB 和 17.5dB 的阴影估计值。把这个障碍物当成高的立方体是不合理的，所以式(6-38）的近似程度值得怀疑。一个可接受的近似值是把两个理想阴影障碍物(一个很高，一个很宽）的接收功率相加，它们各自的标准阴影深度由式(6-38）计算得出。这两个阴影是相近的，因此我们可以只在单个的信号功率上加 3dB 或者在阴影深度上减 3dB，而预测出一个大约 15dB 的标准阴影，这比观测到的离边缘一半长度的点稍深一点。

我们总结出观测到的现实中复杂障碍物的阴影深度近似为 10～20dB，这与我们基于简单模型预测的结果相吻合。简单平板模型没有精确地预测有限深度障碍物的细节特性，但其差异与任何情况下对场强进行估计时都要加上的±5dB误差值相当。现实中，障碍物的平均有效阴影深度会因室内环境的反射及其引发的非直射路径造成的额外功率而减小。

## 7.5　现实中的室内传播

到此我们已经回顾了在一个室内环境中可能遇到的材料和障碍物，并且研究了它们对微波信号可能造成的影响。所有这些对于在室内环境中配置无线电有什么意义呢?我们首先来看一个简化的室内传播的例子，期望由此获得一些想法，然后将模拟实验的结果与现实建筑中测得的数据相比较。

图 7-18 再次引用首先由图 6-2 使用的室内传播的动画，这次增加了一些典型的传播路径(射线）。我们沿着每条路径都加了一个衰减值，例如通过内部分隔墙的衰减为

3dB(反射与吸收),反射造成的衰减为 5 ~ 7dB,具体值有赖于角度,厚混凝土外墙的衰减为 15dB。最终,每一条路径都由于传播的距离而积累了一定的路径损耗(图中没有显示)和相对于直射路径的延迟。插图中假定对于标准的房间大小画出了功率随额外延迟变化的图表。(注意这里的延迟太不准确而不能用来指定各条射线路径的相对相位,所以我们可以把功率加到一起来得到平均功率,但是不能指定一个精确的功率)即便这个例子显示出稍微的复杂性,它也很难是真实的:它只包含有少量反射线和一条散射线,并且我们忽略了多次反射和地板与天花板或其他其中障碍物的反射。

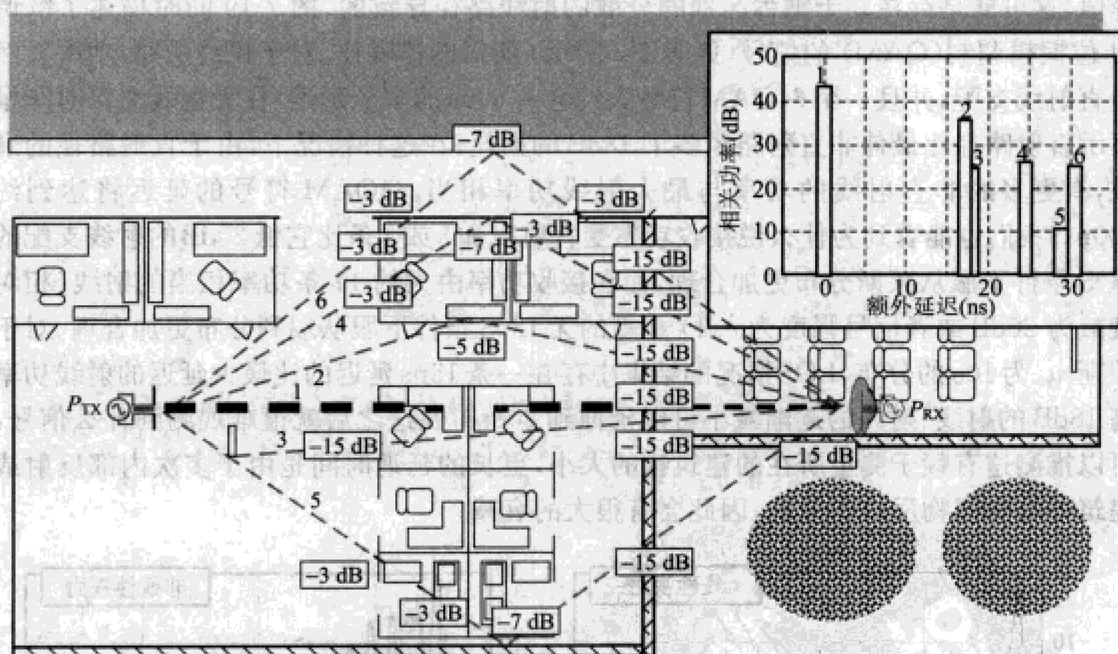



图 7-18 存在反射、散射和吸收损耗的建筑物中的典型多径传输,功率(任意单位)和延迟的关系曲线见插图

从内部插图中可以看出,即使没有视线通路(LOS),直线传播也是信号功率的最大贡献者。这是因为大混凝土剪力墙对直射线和非直射线的衰减是等量的。更低功率的射线由于其相对相位的不同而会发生衰落,并且会由于其对一个标准时间的相对延迟而发生相互干扰。这里因为我们只在一个小的房间包含了少量的射线,最大的延迟为 30ns,这与 802.11b 不相矛盾(回顾第 3 章中时间片是 90ns,最高调制是 4 位相移调制):延迟的射线会展宽传输的符号,但对采用标准采样的符号的中心位置的影响很小。但是我们可以想到在采用更高的数据率和调制时在这个传播模型中可能会遇到严重的码间干扰。

从这个简单的例子中,我们可以初步总结说在一个真实环境中我们期望会看到一定数量的功率相对衰减的射线,它们会由于环境中的各种反射和散射体之间的路径长度而产生延迟。路径的延迟越大,其路径损耗越大,反射和吸收引起的额外损耗也越大,因此就会有更低的功率,因为供人居住的建筑一般会依据人体尺寸而分割成几米

大小的区域所以我们期望延迟大约为10ns～20ns(3～6m或10～20ft)。当存在视线通路或者所有的非直射线和直射线都遇到相同的主障碍物时，接收信号的功率主要由直射线决定，使得接受功率服从莱斯分布(6.4节)；当非直射线存在最小的吸收路径时，我们可能会观测到多条功率相当的射线，从而使接受功率服从瑞利分布。

图7-19显示了一些现实室内环境传播的例子的数据，这是由Hashemi及其同事在一个描述为中等的办公建筑中得到的。虽然我们看到许多可能是有多次反射导致的低功率长延迟的射线，但其定性特征与我们的简单模型相同。图中有很多明显的相等的峰值，这可能是存在几十纳秒区别的分散的射线路径导致的。图7-19同时描述了解调64位振幅调制(QAM)的信号(如表2-2所示)所需的信噪比。对于视线通路，功率显然由直射线支配，并且一个64QAM符号大约会有60ns的多径延迟。在无视线通路时测量显示直射路径比最佳非直射路径多了18dB的损耗；在这种情况下，由于直射路径的衰减，有更多的非直射线的功率与最大射线功率相当，64QAM符号的延迟将达到约200ns。我们也能看到为什么说接收功率受直射线和3或4条比它低20dB的射线支配的LOS条件下服从莱斯分布更加合理，而在接收功率由大约11条功率相当的射线(相对衰减为20dB或者信号强度为0.1)贡献的无LOS条件下服从瑞利分布更加合理。对于莱斯 $v_m$ 为 $10\sigma$ 的分布，LOS情况的结果中存在一条15ns延迟的比最大延迟的射线功率高18dB的射线。射线的逐渐减小可以延伸到200ns，在这之后就很难观测到什么信号：可以推测这有赖于测量所在的建筑物的大小，更长的延迟时间是由于多次内部反射或建筑外的障碍物反射造成的，因此会有很大的衰减。

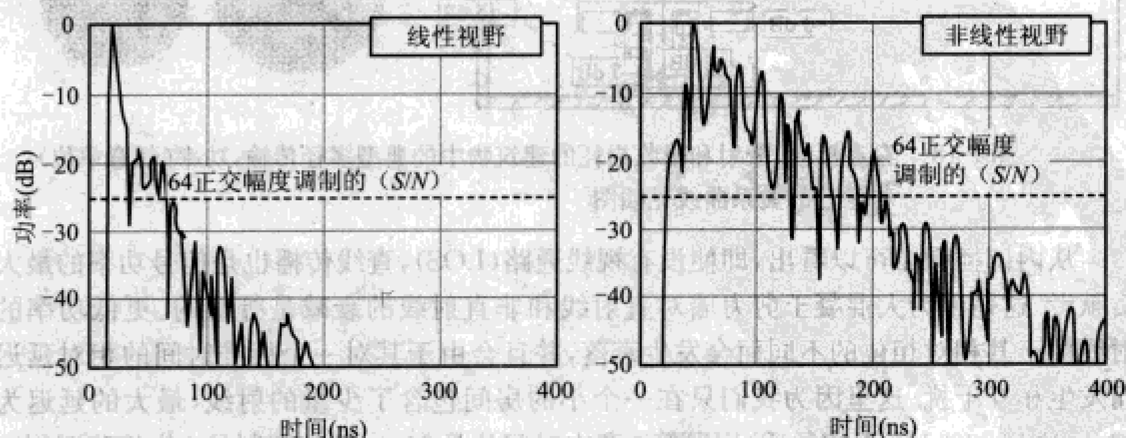



图7-19 室内环境下功率随延时的变化关系。中等大小办公楼，5mTX-RX(摘自 *The Indoor Radio Channel*，H. Hashemi，Proc. IEEE81，p. 943(1993)，数据由TR实验室的David Tholl提供)，基于原始图像© 1993 IEEE

表7-3显示了由Seidal及其同事测得的多个不同建筑物在1900MHz时的数据，以提供延迟在不同建筑中如何变化的一些结论。他们观测到了与图7-19描述的平均特性相吻合的100ns左右的延迟。最长的RMS延迟约为1500ns，是把发射机和接收机放在不同楼层时观测到的，笔者认为这种长延迟是邻近建筑反射的结果。

表 7-3 由许多采样点获得的三栋大型办公建筑的 RMS 延迟范围和接收功率的变化

| 建筑 | 平均 RMS 延迟范围(ns) | 最大 RMS 延迟范围(ns) | 位置数目 |
|---|---|---|---|
| 1 | 94 | 440 | 91 |
| 2 | 77 | 1 470 | 83 |
| 3 | 88 | 507 | 61 |

注:摘自 Seidel 等人(Op. Cit.)。

LOS 与无 LOS 情况的差异并不像它们可能出现的差异那样明显。7.3 节的讨论表明由石膏墙板构成的内部隔墙对信号强度的影响很小,以至于即使人们不能透视墙壁,一条 LOS 也可能在相邻房间之间存在。另一方面,随着路径长度的增加,即使发射机和接收机之间存在一条无遮挡路径,直射线也可能变得次要,信号强度和有影响的延迟可能会出现更大的复杂性。图 7-20 说明了这种影响,它显示了在一个名义上的大开放区域进行测量得到的信号强度,这种区域在任何情况下都存在一条 5m 长的无遮挡路径。其测得的平均接受功率与直射线在自由空间的预测存在 8dB 的偏差。对于较长距离,平均功率由于加上了地面反射的功率而比自由空间的预测增加了。最小信号作为频率的函数通常比平均功率小很多,其细节显示在右侧的小图中,对于平均功率更

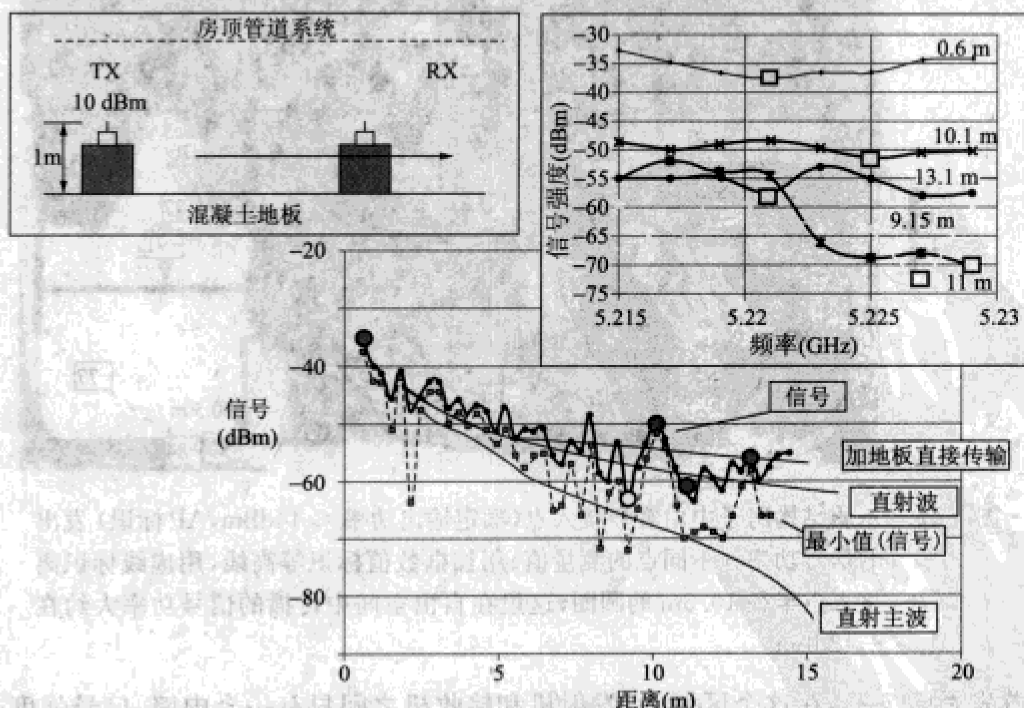



图 7-20 5.215GHz～5.228GHz 的平均接收功率、此频带内的最小信号功率与传播距离的关系,自由空间中直射波传播功率、直射波加反射波的功率和、在直射波中没有主波情况下的功率与传播直线距离的关系,以及它们之间的比较;测量示意图、功率与频率关于距离的关系曲线(在信号功率图中用放大的符号标识)

低的区域，其功率随频率变化更大，这说明由于邻近障碍物的反射，在几乎没有直射线的区域中，更长路径长度的射线对接收功率有很大贡献。例如在9.15m时，可以看到信号功率随频率的变化几乎有18dB。注意横向的测量方式不足以显示出小尺度的衰落，例如由房间墙壁反射而产生的逆向传播引起的衰落。

图7-21显示了一个标准小木架建筑的室内环境中的复杂相互作用对平均信号强度的影响，图7-22是在一个地板为混凝土胶合板的中等大小的2层立墙平浇办公楼测得的结果。这些数据是基于一个未校准的无线卡获得的，因此把它作为相对信号强度水平可能是有意义的，但不能作为绝对信号水平。数据是在1～2m的间距得到的，再大一点的建筑中间距大约要取为5m；等高线图是测得的数据点的平滑差值，报告中的每个点都是一定数目点的结果的平均，其中每隔几十厘米测量一个点。

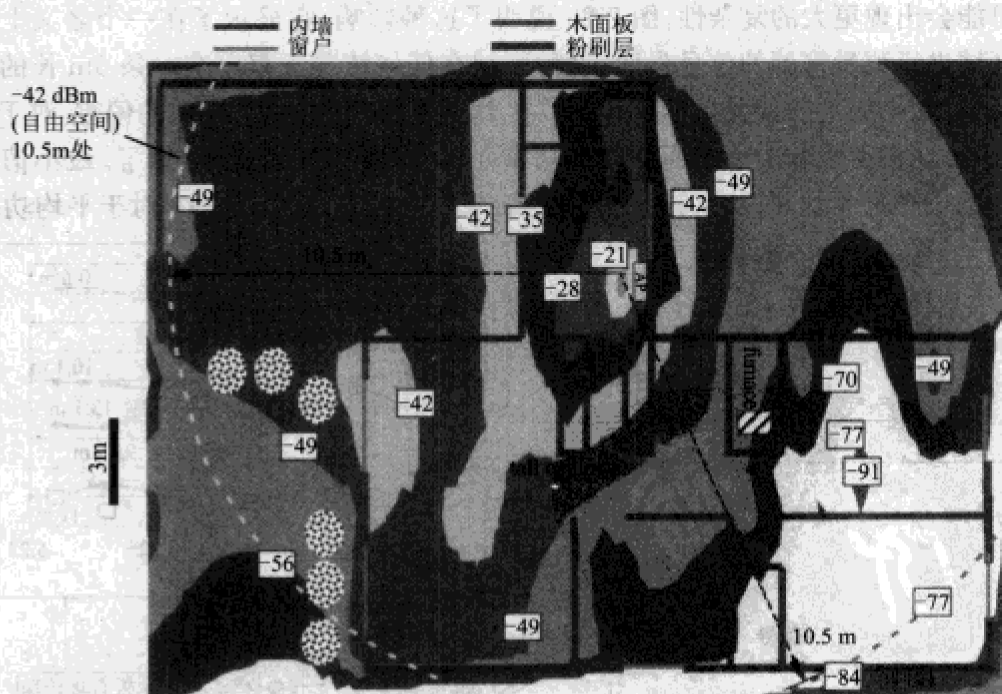



图7-21 木质结构房子中由客户接入点（额定输出功率≈14dBm，AP标识）发出的信号功率在不同点的测量值。用加框数值标识等高线，用虚线标识离接入点半径10.5m的圆圈，这里在自由空间中传播的信号功率大约在−42dBm

首先看图7-21，在这个区域中，发射机和接收机之间只有一个内墙，信号强度非常接近自由空间的情况。传播方向上存在多个内层和外层泥墙时（向右下倾斜的虚线箭头）检测到的信号强度比自由空间中低40dB。如果注意到此传播方向上有三堵泥墙（每一个8dB）和四个内层扇面墙，每一层包含两层清水墙（8×2＝16dB的损耗，总共大约40dB的额外损耗），就可以简单地由墙的数量推得一个结果，这与观测结果吻合较好。图中比1mW低−91dB的深度阴影区可以解释为对应存在一个大的金属障碍物（一个

中心加热的火炉和相连的管道系统)。如果不考虑衍射,在真实复杂环境中,信号强度分布的简单近似可仅仅由传播方向上的总损耗决定。

图 7-22 显示了一个大商业建筑相似的数据。在接入点所在的上楼层(离地板大约 2m 高),大部分测量区域的信号强度非常接近自由空间中传播的值(限于这种最简单的测量)。我们可以推断出,占用大部分上楼层区域的由布和纸板构成的小卧室,尽管内置有薄金属板做成的架子,对 2.4GHz 波的传播只产生很小的阻碍。在上楼层右部,所显示的衰减信号强度,部分归因于测量点位于被扇面墙分割的房间内(表现为低横向分辨率等高线图中信号强度的区域性减少)和测量点与发射点之间的传播路线经过外墙。

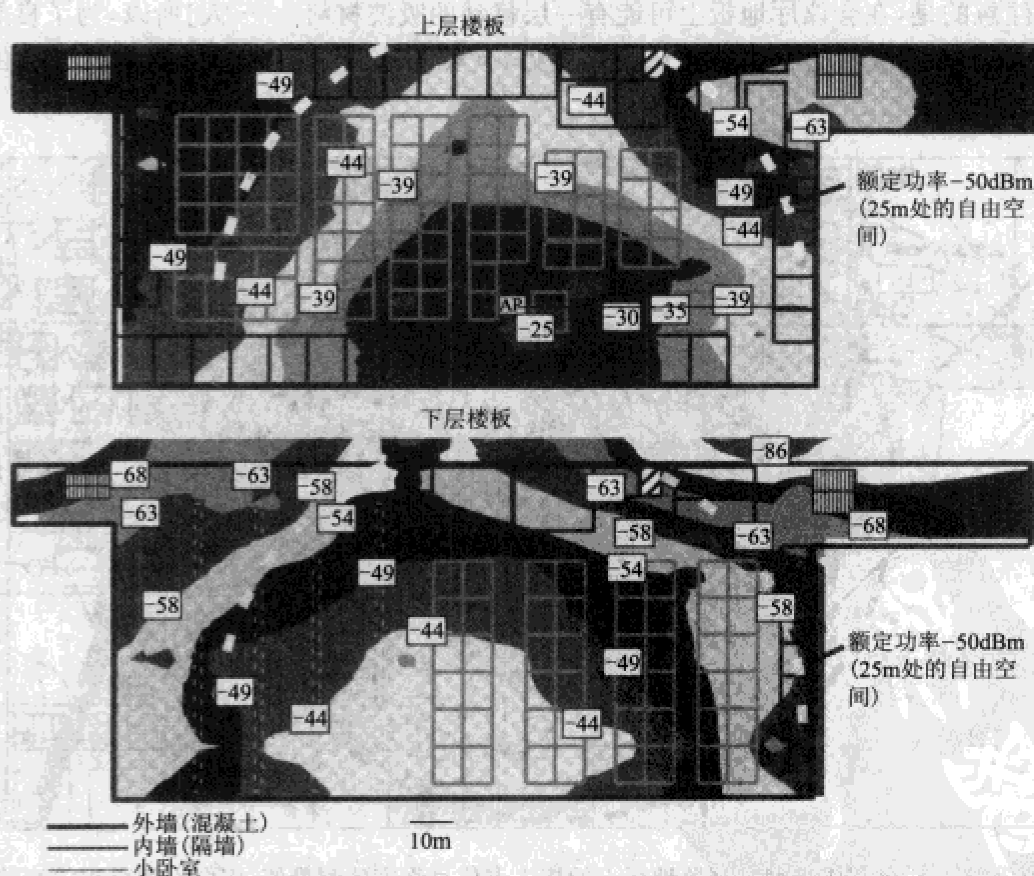



图 7-22 在两层立墙平浇商业建筑企业级接入点所测量到的信号(额定输出功率≈100dBm,以 AP 标识);加框的数值标识等高线,虚线标识离接入点半径 25m 的圆圈,在圆圈上自由空间中传播功率大概是 -50dBm

对于下楼层,在右侧同样有小卧室,左侧仅仅只有一些暴露的管道,如果修正 9dB(单独测量值)的地板损耗,也将非常接近自由空间的情况。靠近底墙的传播信号,可能由于上楼层扇面墙或外部混凝土墙的反射,产生了一些异常。在右上部,由于在传播的起点和测量点之间有内层墙和外层墙的阻隔,信号强度产生了衰减。在下楼层的左上部,由于存在内置的混凝土穿墙从而导致了轻微的附加衰减。因此,我们可以大概

的推断出传播方向上，障碍物和衰减又一次对信号强度产生了充分的影响。在作此乐观的推断时，需要注意到右上方的深度最小值(−86dBm)与电梯井(有条纹的方框)或者任何其他已知的金属障碍物处的值不相一致，这有点奇怪。(覆盖所有房子和内墙区域的数据通信难以实现。)在许多情况下，由于缺乏建筑物特征的所有信息，只能得到一个近似的环境，这将会限制得到好的建模结果；往往需要测量数据来补充理论。

图7-23显示了对于一个更大设施(会议中心)的观察数据。一般的会议厅有大的自由空间、混凝土墙、地板、超过10m高的房顶。在此自由空间中，几乎没有障碍物对波传播有明显的障碍，因为演示厅主要由塑料面板装成和金属杆作支撑，金属杆通常很短。值得注意的是，在会议厅地板上可能有一层移动的吸波材料——人！所以，为了良好的覆盖，接入点需要设置在离地面一定高度处，使得只有少量的人和障碍物处于波的传播路径中。

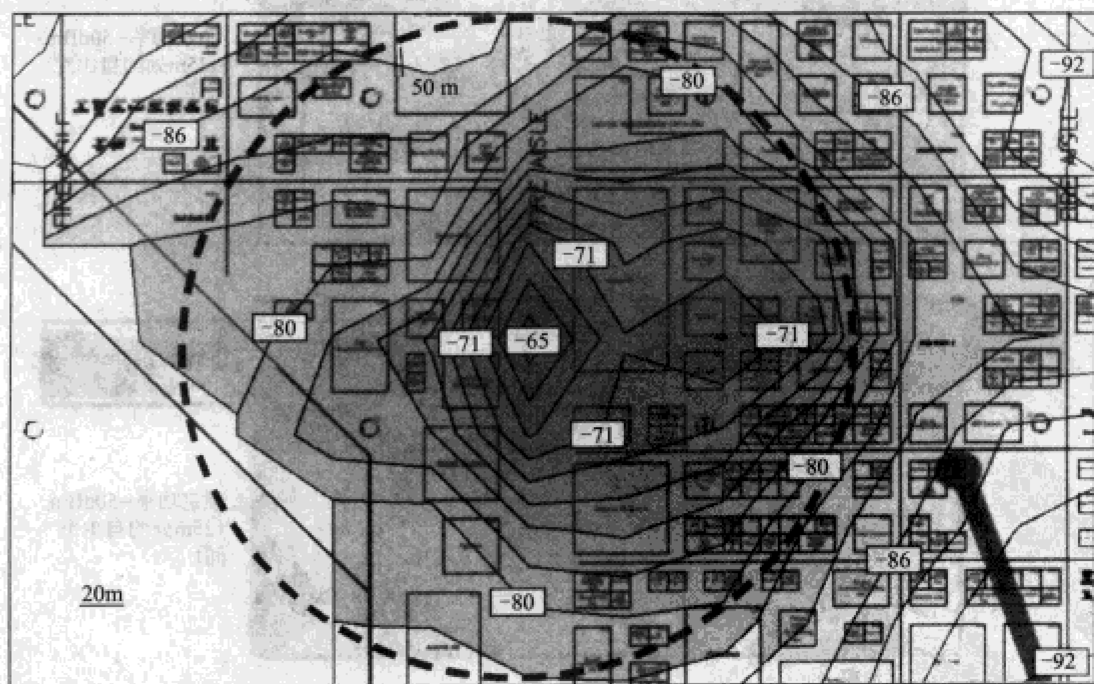



图7-23 对会议中心商业展览地板上的接入点信号强度的测量值。用白方框标识等高线处信号强度的估计值(感谢Ekahau公司的Jussi Kiviniemi提供图像)

在这种情况下，所监测接入点的准确位置是不知道的，有可能处于被监测楼层以外的其他楼层中，所以对数据过分详细的分析没有意义。然而，很容易看出，在某一侧几十米的区域内覆盖了−75dBm的信号，这可以被很好的解释。在观测的大部分区域信号强度超过了采用802.11协议的无线电低速率灵敏度并且能够提供一定的区域覆盖。在尺度上超过100m的室内区域用一个接入点就可以覆盖。

在完成对与室内波传播有关主题的讨论前，有必要对先前有意忽略的主题作一个简短的说明：传播指数。在自由空间中我们知道接收功率以$(1/r^2)$衰减，$r$是发射和接

收之间的距离。如果我们用弗利斯方程对室内传播用同样的方法建模，仅仅需要对 $r$ 的指数取一个不同的值，也就是说，室内传播接收功率以 $(1/r^n)$ 衰减，$n$ 不一定是 2。有很多文献针对特殊的数据组推导了 $n$ 的值。然而，对于不同的观察者和不同的数据组，$n$ 的变化范围很宽：在文献中可以小到 1.8 大到 5。

作者认为这项工作就像一则老笑话：在灯的附近找结婚戒指，并不是因为它在那里，而是因为那里光线比较好。如果室内数据与某一个以确定的 $n$ 为指数的模型符合得好，那自然是再好不过了，但情况不是那样。非常容易找到原因：信号在距离上受到障碍物离发射者远近的影响，所以受具体障碍物安放和特定设施结构的影响，努力去使如此特殊的数据组变得仅仅与距离相关，就像依靠测量你的女皇到对手的皇帝之间的距离来估计象棋的胜负一样：测量非常有效但完全不相关。室内传播不能认为与室内的具体障碍物无关。尽管对于特定类型的房屋结构，有可能得到特定的衰减指数（例如，对于垂直入射相隔 3m 的无浆隔离墙），但我更倾向于用自由空间中信号强度减去墙和其他障碍物的衰减而不是去寻找一个没有任何物理基础的函数形式。

## 7.6 多大功率才算足够

既然我们已经分析了在不同的室内环境中多强的信号才可能有效，那么我们猜想，需要多大功率才有效？最基本的答案是信号强度与所需要的信号速率成反比。回忆第 2 章信噪比随单位符号比特数的增加而增加，绝对噪声电平与带宽成正比，所以随着符号传输速率的增加，噪声电平将升高。噪声电平下限为进入系统的热噪声，用接收机接收的噪声信号形状决定的电平加以修正。对于在 WLAN 系统中所使用的与 10MHz 相似的带宽，热噪声电平大约在 −104dBm，加上接收噪声电平典型值 5～8dB（如表 4-9 所示），这意味着无线电系统有效噪声电平下限大约在 −98dBm 。附加板材和转换损耗，可以得到 −95dBm 的噪声下限，为了可靠的解调二进制相移键控信号，我们需要大约 9dB 的信噪比（如表 2-2 所示），但回忆 802.11 协议典型值时的最低数据率（1Mbit/s），接收机大概能够得到 10dB 的处理增益，因为信号的真实带宽比接收到的要窄。因此，对于 1Mbit/s 的信号在 −95dBm 就可能达到其灵敏度。为了用 802.11a/g 模式的最高速率解调 64QAM，需要 26dB 左右的信噪比，此时没有任何传输增益，所以对于 54Mbit/s 最高速率的信号忽略编码增益大概需要（−95＋26）≈−70dBm 的灵敏度。

表 7-3 收集了自 2004 年以来关于采用 802.11 协议的商业无线电公布的灵敏度。结果与前一节所做的粗略估计吻合得很好。在最低速率，最佳灵敏度典型值为 −94dBm 和 −91dBm，而在 54Mbit/s 典型值为 −65dBm。对于大量采用 802.11 协议的商业无线电，图 7-24 显示了实际的数据率与估计的接收信号功率之间的关系。[图 7-24 所示的数据率是通过无线连接的 TCP 客户端之间的速率，TCP（传输控制协议）是一种通过因特网协议形成的数据连接传输数据和数据包的协议，它依次与将数据传到 802.11 协议用户端的以太网各驱动通信。因此，报道的数据率包含 802.11 数据包的字头和以太网传

输机制引起的延迟，反映了数据链接中的真实传输速率，对于给定的802.11传输模式，传输速率粗略估计为额定峰值速率的60%。]信号强度是在单频情况下相应区域的测量值，认为有±3dB的误差。数据率随着所希望灵敏度的不同而高或低：正交频分多路数据速率在信号功率低于大约−65dBm时开始下降，因为此时需要慢解调，当接收功率在−95dBm左右时，传输速率下降到0。

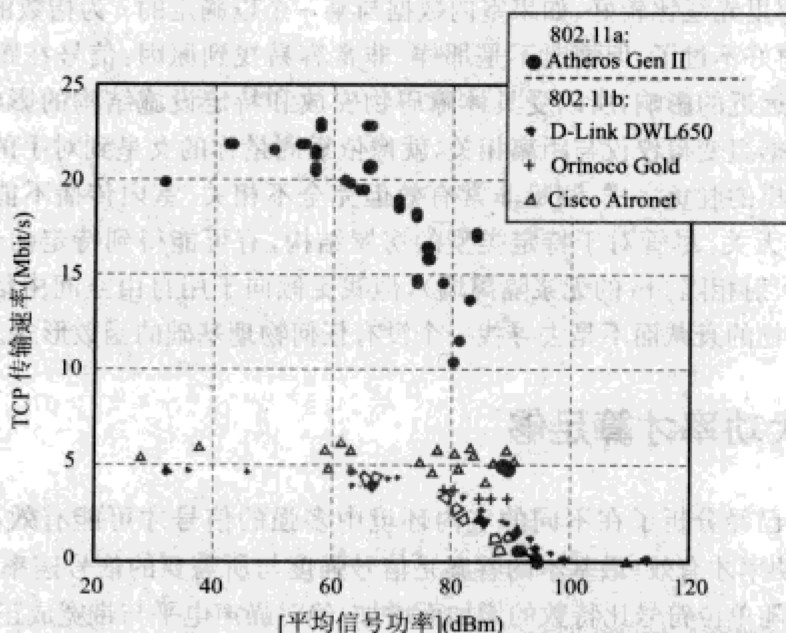



图7-24　几个商业802.11无线电的TCP传输速率与信号功率的关系(由CW测量方法估计得到)(数据来源于 *Correlating Link Loss With Data Throughput*, Dobkin, High Frequency Electronics, January 2003, p. 22，只做了少许的修改，并得到WJ通信公司的允许)

报道的数据和测量方法支持属于AirMagnet的杰斯·弗朗克先前得到的结果，它表明−75dBm的信号强度能够给大多数802.11商业无线电设备提供足够的传输速率，用(5～10dB)的补偿足以克服信号强度中的本地衰减和随机起伏。如果客户数量得到有效的控制，还会有更好的结果。参考表7-4可能会发现报道的灵敏度差别最大达到7dB，所以对于只使用高质量的客户端和接入点组成的系统，另外需要5dB的补偿。但是，系统管理员希望能够使得用户用他们自己的客户端，并且希望能实现足够的本地通信，而不是转到其他客户端(这对他们来说，最终会导致硬件问题和软件问题)，遵循这条原则，我们可以从图7-21到图7-23的图中推断出，一个输出功率典型值在14～16dBm的接入点能够覆盖一个小住所，一个100mW(20dBm)的接入点在开放的厂房区可以覆盖半径25m的区域，在一个开放的大型房子中可以覆盖半径50m的区域。覆盖区很大程度上受传播路径中所遇到的障碍物的影响，这在前一节已经提到。在各种开放区域中，像小卧室式的环境在现代商业建筑中经常遇到，为了避开障碍物和隔离物以得到最佳覆盖，我们不得不

将节点放置在离地面足够高的位置上。

**表 7-4 几种 802.11 商业无线电所公布的灵敏度**

| 无线电 | 在 54Mbit/s 时的灵敏度(dBm) | 在 11Mbit/s 时的灵敏度(dBm) | 在 1Mbit/s 时的灵敏度(dBm) |
|---|---|---|---|
| Orinoco AP/Gold NIC card | | −82 | −94 |
| Cisco Aironet 350 | | −85 | −94 |
| D-Link DWL900 AP | | −79 | −89 |
| D-Link DWL650 NIC | | −84 | −90 |
| D-Link DCF650 cf | | −80 | −88 |
| D-Link DWLAG650 | −73 | −91 | −94 |
| Proxim 8550 AP | | −83 | −91 |
| Surf'n'sip EL2511 | | −87 | −95 |
| Bewan USB11 | | −80 | −88 |
| Bewan 54G | −65 | −80 | |
| Trendware TEW403 | −65 | −80 | |
| Senao 2511 | | −83 | −91 |
| Eazix EZWFDU01 | | −85 | −93 |
| Eazix EZWFM5-02 | −65 | −80 | −87 |
| 总结 | −67±4 | −83±3 | −91±3 |

同时应该注意到为了使有墙的开放房子的角落里有足够的功率，在房子的中间放置一个高功率的接入点很可能导致向外部空间很大的功率泄漏(例如，参看图 7-21)：如果安全性非常重要，使用多个低功率的节点，例如使用指向内部的天线，将它们安装在建筑物的角落里，结合少数中心接入点可以实现房子内部高的覆盖率，同时保持小的外部泄漏。辐射电缆可以增加节点功率进入的办公室的覆盖面积。(在上述讨论的建筑周围种上大量的绿色植物将会更加安全，并满足审美和环保双重好处，以至于在远处潜在的偷听者收不到清晰的信号，我们将会在第 8 章详细讨论绿色植物对波的吸收。)

## 7.7 室内干扰源

### 7.7.1 微波炉

WLAN 和无线个人局域网大部分工作在没有限制的 2.4GHz 和 5GHz 周围的频带内。在美国，此部分频带处于 FCC 规则下，使得彼此互不干扰，但是用户不应为此感到乐观。这些可能的干扰源是什么？

人们认为可气的微波炉是最大嫌疑。尽管我们在第 6 章花了一些时间揭示了 2.4GHz 的电磁波在液态水物理特性中扮演某些独特角色的奥秘。在受到大的安装设施限制、大量的经验和消费市场的价值驱动的影响下，微波炉显然不可能使用别的频率。所以，选择使用 2.4GHz 的 WLAN 用户当微波炉存在时将会受到干扰。注意，在美国 FCC 并

不管微波炉的频率使用，但他们受食品和药物管理规定的约束，此规定要求离微波炉表面 5cm 距离处检测到的辐射功率必须小于 $1mW/cm^2$。

在图 7-25 中画出了一个典型的微波炉干扰源的平均谱和时域谱。辐射峰值在 2440MHz 附近，但显然显著的辐射发生在 ISM 频带 1/2 的地方。容易看出在时间上辐射是零散的。可能的解释是微波炉辐射功率实际上大概在每个 16.7ms 交流周期的中间（有助于简单的提供功率）。在 500MHz 扫描速率为 500ms/次时，每 1M 区间谱分析仪仅仅需要 1ms，所以在每次扫描时，分析仪可能记录到射频输出峰值、衰减的功率或什么也没有，尽管微波炉的每一个周期的平均峰值功率是常数。

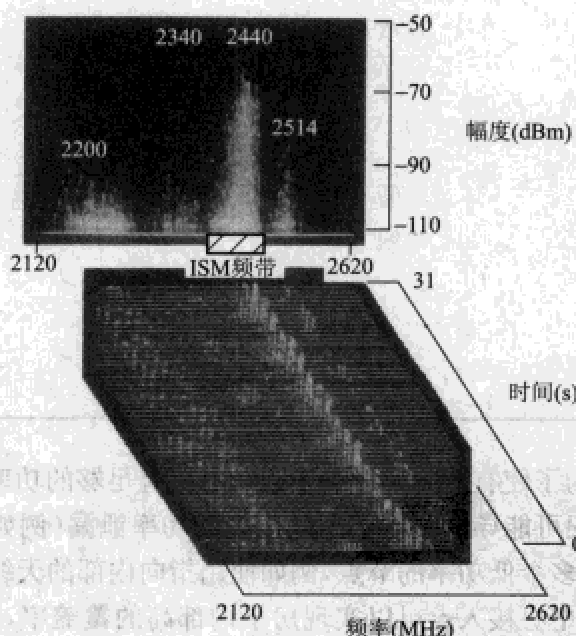



图 7-25　微波炉时间上的平均发射谱（上图）以及与时间相关的发射谱（下图，0.5s 扫描）（摘自 *Literature Search and Review of Radio Noise and Its Impact on Wireless Communication*，Richard Adler，Wilbur Vincent，George Munsch，David Middleton，美国海军研究生院，FCC TAC，2002）

图 7-26 显示了大量的标准商业微波炉在距离 1～5.5m 各点辐射功率的测量值，用距离 5m 时假想自由空间中的相应值加以修正。就像图 7-25 中所看到的一样，微波炉的辐射谱很复杂，并且包含很多个峰值；图 7-26 中的数据仅仅包含了每一个微波炉的峰值中的一小部分比较大的值。注意到不同的微波炉有不同的功率谱，尽管都具有在 2.45GHz 附近有相同的强辐射特征。这些数据同样显示出对于某些微波炉在 2.35GHz 比图 7-25 有更强的辐射（尽管在 ISM 额定频带的外部并且只有很少量的进入 802.11 用户）。

回忆表 3-1IEEE802.11WLAN 将 ISM 频带分成中心由 2.412GHz～2.484GHz 的 145MHz 的通道，虽然，在美国正常情况下只有通道 1、6 和 11 为不重叠的有效通道。从图 7-26 很明显的看出，大多数微波炉对于编号较小的通道只产生较小的影响，但将会在通

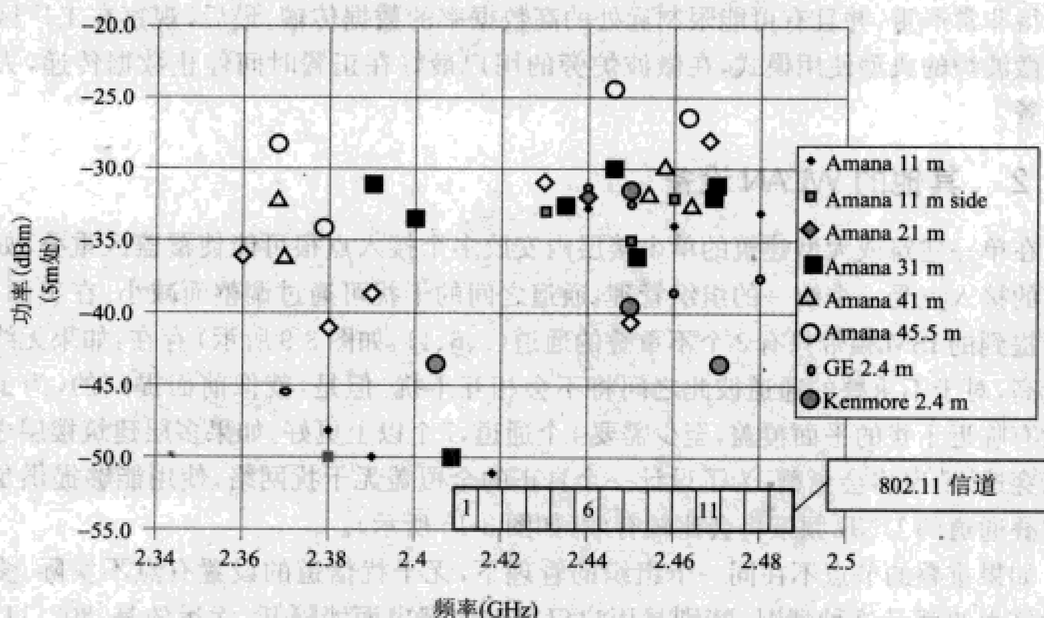



图 7-26　对于六个常规的微波炉特定频率的功率测量值;测量范围 1～5.5m,使用离地 1m 的 2.4GHz 1/4 波长的单极子天线,由 PHM 模式频谱分析仪获得,以假想自由空间中 5m 处的值校准

道 6 到通道 11 产生显著的干扰。幸运的是,微波炉干扰的零散特征预示着对于短的数据包传递只会产生轻微的影响。这个推测在 Chang 和他的合作者的著作中得到了证实,他发现同样的微波炉干扰在离微波炉 20m 的距离对于 400B 数据包导致 30%～40% 误码率,而对于 100、200、300B 的数据包只产生少于 5% 的误码率,虽然此时接收机离微波炉仅 4m。Chang 及其合作者描述了他们的 802.11(DSSS)设备;如果我们假定他们使用 802.11 典型的 1Mbit/s 数据链接,400B 数据包大概需要 3.3ms(准确数据不清楚,因为作者没有说明 400B 的数据包是否包含了字头)。很难调和 50% 占空比的微波功率与超过 300B 时为发现坏的数据包而设置的门限之间的矛盾。但我们还是可以定性地分析出短的数据包可以找到好的方法克服微波炉的干扰脉冲。因为数据率越高,数据包越短,所以可以合理地推测它将会很好地克服微波炉干扰。例如,11Mbit/s 传输时,对于最大长度 1500B 的数据包 1ms 多才传输 1B;至少有 1/2 的数据包不会遇到干扰。当这种干扰有限时,更低的数据率会增加数据包错误率。大多数控制界面提供了调整数据包分块门限的机制(通常称作干扰鲁棒性),这是克服微波炉干扰问题的合理办法。

Chang 及其合作者报道在距离微波炉 22m 开外对于 400B 数据包的高的误比特率,当接收机与微波炉之间加入一堵墙时干扰半径收缩到 17m。遗憾的是,他们没有提供传输位置和接收信号强度的信息,所以我们不能推出他们的结果。凭经验,接入点应使常用地点离附近的节点尽可能近而离附近的微波炉尽可能远,微波炉应隐藏在隔墙的后面(最好是混凝土的墙)以进一步降低潜在的干扰。因为在 5m 的距离上大约 -30dBm 的峰值接收功率与在此距离附近节点的功率相当,当用户离微波炉比附近的节点更近时干扰可

能变得非常严重，并且有可能限制远处的高数据率的数据传输。最后，观察在工厂区大多数微波炉的典型使用模式，在微波炉旁的用户最好在正餐时间停止数据传递，去享用正餐。

### 7.7.2 其他的 WLAN 设备

在单一建筑或大型建筑的单个楼层内安放多个接入点很可能使覆盖区重叠。如果所有的接入点受一个统一的组织管理，通道之间的干扰可通过调整而减小。在美国，前面所提到的 ISM 频带只有 3 个不重叠的通道(1、6、11，如图 3-9 所示)存在：如果无线电质量高，对于不重叠的通道彼此之间将不会相互干扰。但是，就像前面提到的，为了产生没有临近干扰的平面覆盖，至少需要 4 个通道，7 个以上更好。如果多层建筑楼层之间可以穿透，情况将会更糟。为了设计一个真正的全覆盖无干扰网络，使用能够提供足够无重叠通道的 UNII 频带将会比较有效(如图 3-15 所示)。

如果重叠的节点不在同一个组织的管理下，无干扰信道的设置有点不实际。多用户设施大约就是这种情况，特别是用户仅仅被内部扇面墙隔开。幸运的是，802.11，像其他(MAC)一样，只要负载不要太多，则会很好地克服干扰和冲突，通常，MAC将会检测到数据包传输失败，并能随机地返回重传，当冲突经常发生时性能会有所下降。但是，Armour 和他的合作者指出 HiperLAN MAC 机制比在同一频率使用(CSMA/CA)机制受临近不被控制的节点影响导致的性能下降更多，因为 HiperLAN 不能随机地使传播时间段重叠。

就算邻近节点的干扰已被排除，对于同样媒质特性的数据通信，多通道干扰也会在使用同一节点的用户之间产生。多用户之间的干扰受 MAC 层协议的约束；在 802.11，CSMA/CAMAC 机制采用一旦数据包出现错误，则将它清除并在随后的一个随机时间内重传的办法来处理两个用户之间的干扰。实际使用时，这种方法可以处理多达 5～7 个的同时用户，在单个 802.11b 蜂窝中，每个用户以大约 1Mbit/s 的传输速率接收信号。因为大多数用户只是偶尔进行网络通信，在一个接入点上可以最多容纳 20 个工作站或者潜在的用户。在 HiperLAN 和其他相似的中心系统，因为每一个用户都安排传输时间，所以在同一个区域用户之间的干扰可忽略。

在第 3 章讲到，在有微波炉的情况下，发送请求、发送清除和数据包分块的实现可以以降低峰值传输速率的代价换取提高受其他用户和节点干扰的鲁棒性。另外对于处于同样功率水平的多个节点，一个实用的方法是改变与客户连接的接入点，以使它连接到产生最强信号的那个节点。这样的转换将会非常麻烦，但是可以由与期望的 BSSID 连接实现(参看第 3 章)。

### 7.7.3 蓝牙与 Wi-Fi 的比较

回忆第 3 章，蓝牙设备在 751MHz 的通道中传输，每秒钟随机选择 1600 次。所以，在任 1ms 内，放在一起的 Wi-Fi 或 802.11g 和蓝牙设备间存在潜在的干扰。干扰的程度取

决于信号与干扰功率(BT 或 Wi-Fi)的比(Wi-Fi 或蓝牙取决于每个人的标准):信干比(S/I)。信干比依次取决于两个路径损耗:传输者与接收机、干扰者与受干扰的接收机。当受干扰的用户处于其有效范围的边缘时,干扰将是一个更大的问题,因为蓝牙是一个跳频协议而 Wi-Fi 不是,通道间的频率隔离是另外一个变数;当隔离远远大于 Wi-Fi 通道的宽度时,每一个方向上都几乎不存在干扰。

Shelhammer 给出的模型结果显示,802.11b 设备对于蓝牙设备的干扰主要局限于 Wi-Fi 通道中大约 6MHz 的窄带。因为有 75 个窄带可以使用(在美国),这意味着大约 (11/75) = 15% 的窄带将受到干扰。蓝牙数据包经常(不一定全部)放于一个频率窄带中,所以我们可以粗略地估计即使有很强的 Wi-Fi 干扰存在蓝牙数据丢失率也不会超过 15%。在数据传输中 10% ~ 15% 的数据包错误率只会产生轻微的影响,但是声音质量将会感觉到下降。改进的蓝牙数据链接协议提供了简单的数据重传能力,几乎能够避免数据包丢失,但是实际的蓝牙设备(正在使用的数以百万计的设备)不会因为这个改进而得到好处。由于在蓝牙中使用鲁棒性强的高斯最小键控调制技术(如图 3-24 所示),当信干比大于 5dB 时,甚至在与 Wi-Fi 最大重叠的中心频率窄带,误比特率也会小于$10^{-3}$;对于相隔 1m 的蓝牙发射和接收设备,离被干扰的接收机超过 4m 的 Wi-Fi 设备只会产生轻微的影响。注意到如果上文提到的 Wi-Fi 设备只是少量的使用(许多时候是这样),影响将会更小。这些理论结果大致被 Karjalainnen 和其合作者的测量结果所证实。但他们发现如果 WLAN 和蓝牙设备放在一起(就像在同一个小型计算机内)将会产生严重得多的后果;在这种情况下,蓝牙的传输速率将会下降多达 80%,假定纵使只有 WLAN 的谱的边缘进入蓝牙接收机,也会发生很强的耦合。

在争论中,Chang 一方是 Wi-Fi 的支持者,我们发现最坏的结果发生在 Wi-Fi 中心频率附近 6MHz 的蓝牙设备的窄带内。在 1Mbit/s 时,Wi-Fi 设备由于采用了巴克码可以承受 −3dB 的信噪比(例如:蓝牙信号比 Wi-Fi 信号强 3dB)而不至于使误比特率性能下降严重,甚至对于最坏的蓝牙通道(这种情况离 Wi-Fi 的中心频率只有 1MHz)。11Mbit/s 的补充编码链接可以产生编码增益但没有处理增益,为了保证不受干扰,对于最坏的蓝牙通道,需要超过 4dB 的信干比(这种情况下 0MHz 通道,因为补充编码通道谱与巴克谱有一点不同)。距离拥有好的信噪比的 Wi-Fi 设备 4m 远的蓝牙设备对该 Wi-Fi 设备几乎没有影响,尽管 Wi-Fi 设备在靠近它的范围边缘时,潜在的干扰将会增加。注意到就像在微波炉中的情形,Wi-Fi 设备工作在高速率将会比工作在 1Mbit/s 受到更小的干扰,因为短的数据包不容易遭到蓝牙窄带的干扰。在即使附近有蓝牙存在的情况下,11Mbit/s 的数据传输也只有 4% 的数据包丢失,同样情况下 1Mbit/s 将会有超过 50% 的数据丢失。

Soltanian 及其合作者在模型中显示,用自适应窄带滤波器可以消除 802.11 直接序列信号的蓝牙干扰。在 802.11 中使用的正交频分多元数据包,对于窄带干扰有较强的抵抗性,因为在原理上,解调器可以辨别和丢弃被污染的信息载波。Doufexi 及其合作者指出在这种自适应机制下,在低至 −11dB 的信干比和很小的信干比下蓝牙干扰几乎可

以忽略。但是,因为"g"波必须使用直接序列开头,以让老接收机听见,干扰问题继续存在。就作者所知(早到2004年),这种先进技术还没有应用到任何商业无线电中。

Wi-Fi和蓝牙的结果归纳在表7-5中。表中的安全距离(干扰对于被干扰对象足够小时的距离)只是一个指导;对于特殊的物理配置,由两个传输端的链接损耗估计信干比。

**表7-5　干扰源 Wi-Fi 和蓝牙**

| 干扰源 | 受害者 | 可以忽略干扰的最小信干比 | 最坏情况下的包损失 | 可以忽略干扰的保护半径 |
|---|---|---|---|---|
| Wi-Fi | 蓝牙 | +5dB | 15% | 4m |
| Bluetooth | Wi-Fi 1Mbit/s | −3dB | 50% | 2.5m |
| Bluetooth | Wi-Fi 11Mbit/s | +3dB | 4% | 4m |

注:摘自 Shelhammer,图14-1～图14-6。

### 7.7.4　无线电话

在家或在办公室(很少)无线电话极为便利(尽管有时由于放置不对而产生的不便超过了这种便利)。对于从同一家厂商购买电话和使用同一个基站,大多数用户感到满意,对于协同工作压力也不大,所以无线电话仅仅需要根据规则要求进行设计。由此,跳频和直接序列机制都被使用。输出功率和信号带宽也有明显的不同,虽然对于像802.11网络这样的带宽而言这里的信号带宽很窄,适于低的满足声音要求的传输速率(如果没有压缩,大概60Kbit/s,如果使用压缩只有10Kbit/s,表7-6列出了一些具有代表性的例子。大多数电话的输出功率与典型使用者(30mW～50mW)或企业接入点(100mW)相当甚至更高)。

**表7-6　一些有代表性的无线电话方案**

| 厂商 | 体制 | 功率(mW) | 带宽(MHz) |
|---|---|---|---|
| Uniden | DSSS | 10 | 2.8 |
| V-Tech | FHSS | 60 | 1 |
| Sharp | DSSS | 100 | 1.8 |
| Siemens | FHSS | 200 | 0.8 |

注:摘自FCC网页。

图7-27显示了便携式电话作为干扰源的辐射谱。从这些附近的干扰源接收到的功率可以大到−30dBm。时域图显示干扰是零散的,所以即使直接序列电话处于Wi-Fi通道的上方,在空闲的状态下,数据传输仍会进行,但当电话使用时,峰值传输速率将会显著的下降。电话比微波炉(快餐店使用较多)使用的范围更广,所以它们对于Wi-Fi通信形成了很重要的干扰。但是,DSSS信号的窄带性(那样只会干扰一小部分蓝牙跳频),两个随机(FHSS)模式之间的最小重叠意味着无线电话对于蓝牙通信将不会产生显著的干扰。

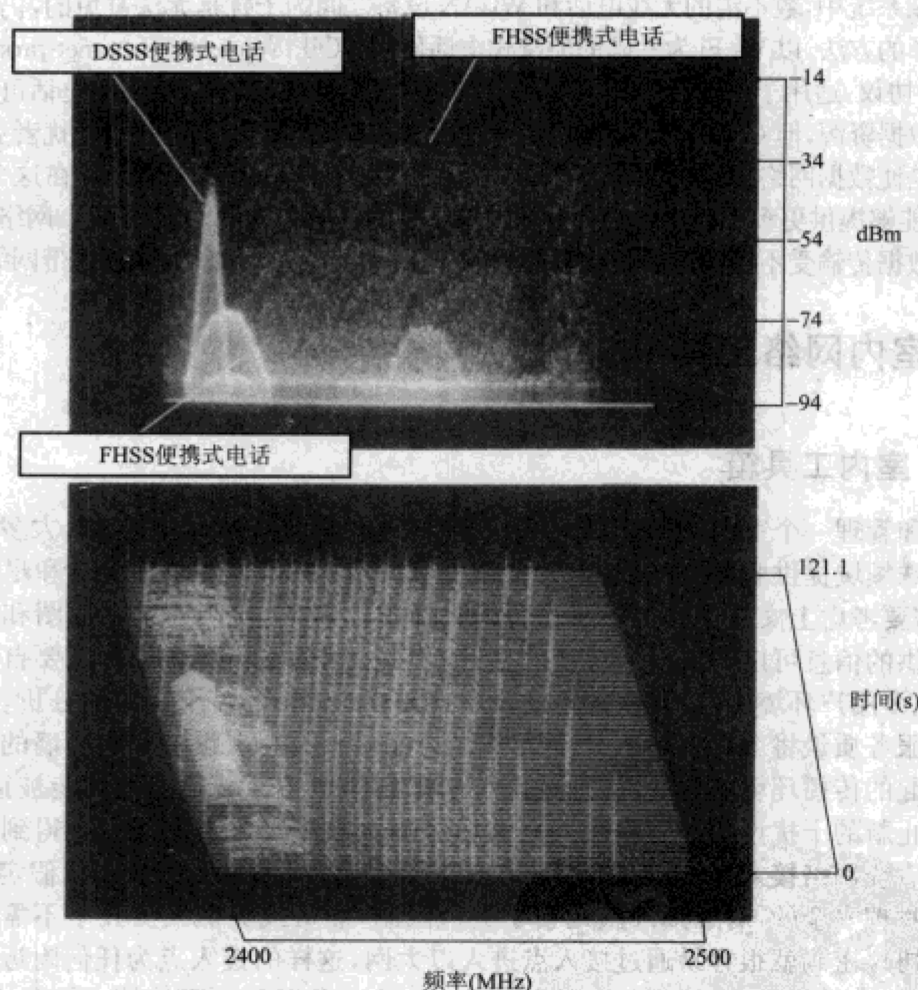



图 7-27 作为干扰源的一台DSSS和两台FHSS便携式电话的功率谱:(上图)平均功率谱,(下图)与时间关联功率谱(Davis 公司总部,CA,2002;单极子天线 ⇒ 高动态范围前置放大器)(摘自 *Literature Search and Review of Radio Noise and Its Impact on Wireless Communications*,Richard Adler,Wilbur Vincent,George Munsch,David Middleton,美国海军研究生院,FCC TAC,2002)

由于无线电话毕竟是移动设备,不像大多数微波炉,它不可能隐藏在吸收墙后面或者将他们转移到离相关接入点很远的地方,FHSS电话干扰类似于蓝牙干扰,当它们跳频到Wi-Fi信道时,将会导致Wi-Fi通信零星的数据错误,对于高速率数据传输影响会小一点,电话功率越高,警戒半径将会远远大于表7-5中对于蓝牙的数值(回忆第3章蓝牙工作功率为0dBm),在只有一两个接入点和一两个DSSS电话的简单区域(假定他们处于一个人或一个组织的管理下),有可能调整Wi-Fi信道和电话信道使它们不重叠。电话操作指南并不总是提供信道频率,但是能在FCC报告中找到,对于有许多电话和接入点的更为复杂的环境,DSSS电话可以设置在Wi-Fi信道3或4和8或9以使得与Wi-Fi信道1、6、11产生最小的重叠。

在复杂系统中,数不清的无线电话和WLAN设备之间的干扰是无法避免的,仍然存在两种可选择的方法,以Wi-Fi为基础的便携式电话使用VOIP(voice-over-Internet-protocol,即网络语言)协议,适用于更宽泛的范围(2004年以前)。尽管这些基于Wi-Fi的电话可能会竞争同样的数据资源,但CSMA/CA MAC使得这种共存比处理一个不协调的干扰者更好。第二种方法是使数据网络工作在5GHz的频带上,现在几乎没有无线电话工作在这个频带,UNII机制能够提供更多不受微波炉和蓝牙设备干扰的频带和通道。由于在复杂网络覆盖区中特殊的数据传输受不可回避的干扰源的影响,此时需要考虑802.11a和双边带网络。

## 7.8　室内网络工具

### 7.8.1　室内工具箱

建立和管理一个室内WLAN需要做很多关于信号和传输方面的工作。大多数网络为了在特殊领域提供服务,需要使用大量相关接入点。为了实现良好覆盖和尽可能降低代价,需要考虑上文讨论的房子或宿舍的具体传播特征。使用建筑平面图和这一章前面所提供的信息可以作出一个初步的估计,但是对于复杂的设施,就需要自动建模和测量。在多用户环境中,对存在其他接入点、用户和non-LAN干扰源的分析,能够使我们知道服务质量将会有多好。一旦网络安装好了,对于由人、设备和扇面墙的移动和改变所引起的传播环境变化的持续监控,可用来判断覆盖区域是否依然能被接受,也可用来防止新的干扰设备和欺骗接入点的坏影响。(欺骗接入点就是没有得到权威部门认证的有线网络接入点,因为以太网802.11标准的透明度和大多数组织假定他们的内部网是物理安全的,对于接入点几乎不进行限制,雇员或类似人员几乎不需要激活有线等效协议密码就很容易通过接入点进入以太网,这样的接入点为任何附近装备有客户卡以选择进入点的人提供了开放的机会,几乎不需要经过网络管理者的允许。许多有线网络不需要任何认证就可以给客户提供一个接入使用服务器的清单,如果用户能够窃取密码或采取其他攻击,就可以进行商业间谍活动。所以,欺骗接入点必须引起充分的安全关注。)如图7-28所示。

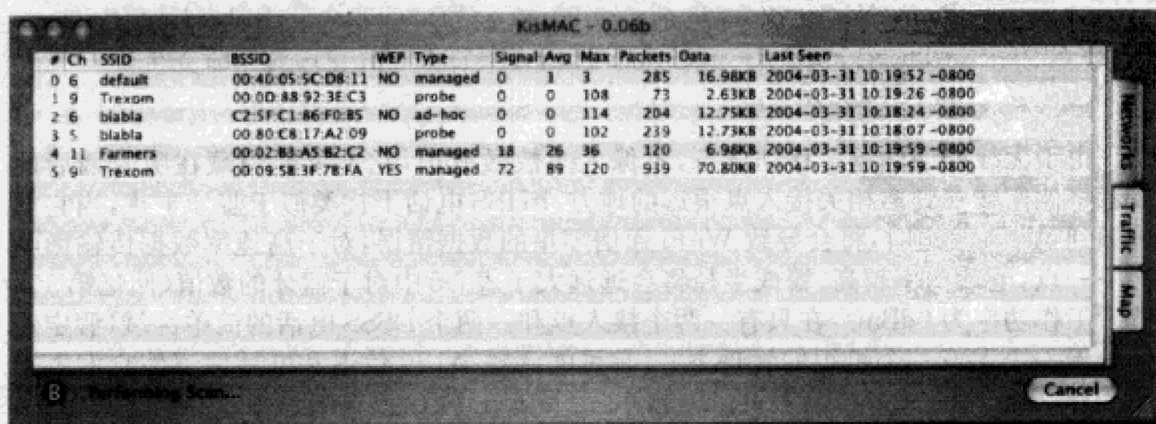



图7-28　干扰设备扫描结果示例,对于接收到的每一个接入点显示最近的和平均功率强度

商业组织和软件发展很快，特别是像无线网络这样正在发展的领域，在一本讲述此内容的书中提供的方法和建议，读者发现有好处时，很可能就已经过时了。所以，作者考虑的也就是写这本书时正在使用的设备和软件设施，读者或许会认为这些资源是有帮助的。这里讨论的内容不仅仅针对哪一个具体硬件或软件设施。

### 7.8.2 测量

测量的目的是确定在覆盖区域内(有可能在覆盖区域外)接收信号强度关于位置的函数。有许多标准，包括 802.11 标准，要求相应无线电对每一个接收到的数据包的平均功率提供一些测量(就是所谓的接收信号强度指示器[RSSI])；这样，任何使用 802.11 协议的设备都可用于测量。作者证实对于至少一对客户卡用RSSI测量的结果与用网络分析仪测量的连续波信号的功率吻合良好，RSSI 对于信号强度提供了一个半定量的说明。

测量的最简单的方法就是使用装有客户卡和RSSI机制软件的便携设备。许多客户卡卖主提供测量接收信号功率的工具。现存许多共享软件提供接收到的接入点和客户信号的清单，包括最近的和平均的信号功率：Netstumbler(Windows OS，www.netstumbler.org)，Kismet(Linux，www.kismetwireless.net)和 Kismac(Mac OS，www.binaervarianz.de/projekte/programmieren/kismac/)是其中的一部分。图 7-28 显示了 Kismac 扫描输出值的一个屏幕截图。简单测量时，可以人工地在建筑物地图上标记接收到的功率值。对于小型设施和简单的安装，这种办法非常适宜(代价很低)。对于更为复杂的安装，涉及多个接入点和大型多层建筑时，人工测量将会非常费力以至于不切实际。幸运的是，软件工具可以自动高效的进行这个过程。现在的工具允许输入背景图(一般为建筑物平面图)，在这个图上用户可以通过鼠标标示传播起点和终点；数据获取时间按照用户从起点步行到终点的真实时间进行，假定以恒定速率步行，且每个数据点分配一个固定位置。这样，能够实现对于大型建筑的完全测量，且不丢失手持接收设备的各种性能 。在写这本书时 ，至少有 ABP 系统、EKahau、AirMagnet 和 Berkeley Varitronics 公司提供这种类型的测量工具，Berkeley Varitronics 公司提供一套和校准的 Wi-Fi 接收机配套的传统的个人数据助手，所以信号功率不受限制，然而其他软件作为 Wi-Fi 设备中的程序运行，并且受 RSSI 所允许输入功率的限制，图 7-29 显示了用 Ekahau Site Survey 2.0 测量的信号强度图，加入了与测量相关的一个建筑平面图和步行路径。对于感兴趣的参数，例如数据率、覆盖面、信噪比、信干比和每一个地方的最强接入点，也可以画出他们的图。其他软件也可以提供相似的图和特征属性。对于大型设施，这些工具比人工测量快很多。

除接收终端所需要的硬件和软件外，在安装工具包进行测量时，为了使待测位置容易测量，至少需要两个便携的容易安装的接入点；对每对起点和终点的重叠区域进行实时测量时，需要两个接入点。对于大型建筑，另外一个附加的工具是一个高的支撑杆，它将用于将接入点放置在靠近房顶的位置，许多时候要这样做。

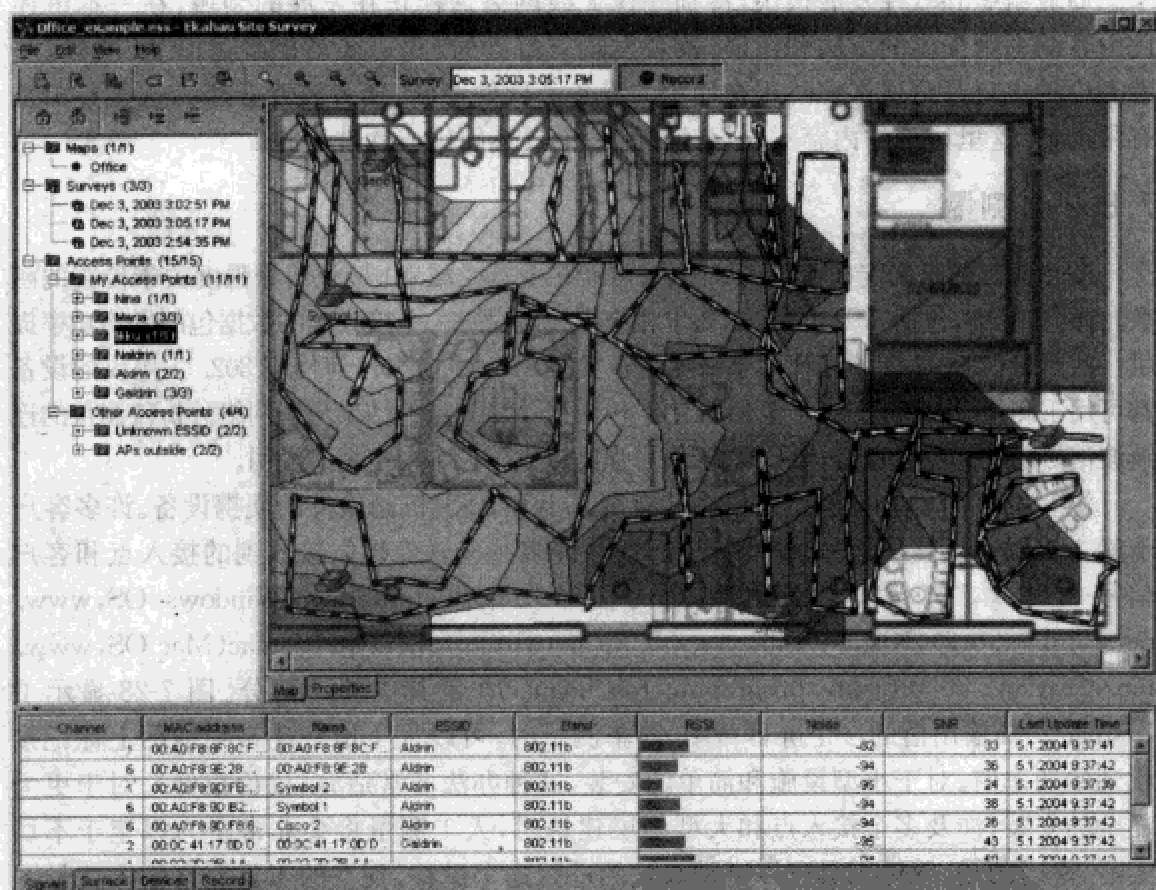



图 7-29 对于加入到建筑平面图中的接入点信号强度的测量结果，虚线标识测量中所需经过的路线，同时显示了文件管理窗口和接入点列表窗口(承蒙 Ekahau 公司提供图像)

### 7.8.3 室内传输模型

从这一章前面的讨论，读者可归纳出，理解室内传输的第一步，就是要知道房屋的结构和传输中所碰到的障碍物。如果知道墙和相关障碍物的大概特性，对于任意的信号接入点，用一把尺子测量地图就可以对信号功率形成快速地测量。

自动建模使规划者能够处理大的更为复杂的系统。建模使用光线追踪技术；射线从不同的角度发射，碰到障碍物后又发出新的射线(例如反射)，射线的幅度也可能改变(例如吸收和部分传输)。通过沿着射线路径的网络相位积累，可以试图重建实际的接收信号幅度，尽管像我们已经指出的那样，在实际中，获知使相位精度足够的几何结构是困难的。大多数情况下，重要射线的幅度值可以建立一个区域中的平均信号强度，相位积累显然等于传播延迟，所以像图 7-19 中的功率延迟包络可以用来判断它们是否确实没有超出多径延迟相关调制的误差范围。

一个关于复杂环境中光线追踪问题的成功算法决定于处理障碍物与射线作用的艺术，以使得计算规模最小，这里遇到的问题与计算机产生图像镜像时所遇到的问题

一样，大部分精力将用于建立对于某些反射而言可见的障碍物或障碍物的一部分，避免计算那些对所接收信号没有任何影响的路径，决定问题规模的关键是与之作用的障碍物的数目；如果你（就像人工方法一样）选择只建模直接射线的吸收问题，计算规模将大为减少，大多数情况下，能得到正确的定性的特征。大部分数值建模，由二维变到三维时，计算规模会显著增加，但其他领域用于减少计算时间的窍门在这里不适用，因为建筑物大多没有对称轴。

光线追踪算法涉及的障碍物周围的衍射通常用*标准衍射理论*或*一般衍射理论*处理，此方法试图通过规定障碍物周围的特定射线来分析障碍物的影响，这种射线的幅度和相位为对第6章中介绍的菲涅耳积分进行近似（虽然通常使用无障碍区作为源而不是障碍物上的感应电流，就像我们已经处理过的那样）。当有大量不规则形状的障碍物存在时这种基于查询的方法比复杂积分更有效。

专门用于室内WLAN系统传输的适用的商业软件工具的卖家有Wireless Valley、Wibhu Technologies、ABP系统和Ekahau公司等等。很多系统允许输入一个建筑平面图，同时需要许多人工操作去标识像特殊类型的墙这样的属性，这样才能得到适合的射频属性，这些系统可以仿真多层建筑。仿真结果包括信号强度图和其他类似于信噪比、信干比一样的特性。一些卖主建立了商业接入点和客户的数据库，这样可以为特殊的用户提供一个位置相关的数据率的期望值。

## 7.9 小结

现代建筑采用复合建筑材料，钢铁、混凝土、木料、玻璃、石膏、砖、石料经常被采用。小型建筑采用承重混凝土墙，加上石料或（对于居住）夹板和不承重的螺钉加固的石膏扇面墙。大建筑使用钢筋混凝土结构，而不采用承重墙。地板由木材或钢筋混凝土构成。

在微波波段，石膏、玻璃和木材的典型厚度只会导致轻微的吸收。砖和石料吸收明显。混凝土属性决定于混合物的比例和混合方法，但是厚混凝土墙总会造成显著的吸收。大多数普通的建筑材料折射率在2和3之间，这会造成明显的反射，除了观察角外的其他角度传播损耗很小。大金属障碍物，包括柱状和管状的内部障碍物如橱柜和服务架，由于他们的物理遮挡将造成多达10～20dB的衰减。钢筋混凝土地板类似于保护罩。根据掌握的这些观察事实，我们可以通过对穿过墙、地板、窗户的从发射机到接收机的射线路径上所吸收功率的分析对室内的平均吸收功率作一个初步的估计。

真实的室内结构根据障碍区域的不同而显示不同的传播特性。RMS由于内部障碍物的反射，将会发生长的传播延迟，大约在100ns左右，当外部反射明显时，传播延迟可高达1000ns，即使此时发射机与接收机的距离很近。开放区域的平均信号功率强度与自由空间中的值很接近（尽管由于有反射波的作用会产生本地衰减），离发射者同一个距离的不同位置由于增加了外墙和内墙将会造成40dB的信号损失。对于一般用户来说，接收到－75dBm的平均信号功率将足够维持高速率通信。如果能够避开障碍物，一

个单一的接入点就可以覆盖接近100m的内部空间;在有多层墙存在的情况下,同样的接入点只能覆盖10~15m。

一般的室内干扰源包括微波炉、无线电话和串扰的Wi-Fi或蓝牙设备。在每种情况下,干扰的时域特性表明在最坏的情况下也能保证一些数据通道的传输,尽管有干扰源存在,我们也可以通过改变物理结构和规划通道来获得可靠的高速率通信。

软件和硬件工具对室内的建模和传播特性的测量非常有效,使用这些工具将使得安装复杂网络和优化其性能变得更加容易。

## 7.10 补充读物

建筑技术

Building Construction Illustrated(3rd Edition), Francis Ching with Cassandra Adams, Wiley, 2000: Perry先生中意的图解性参考文献,一本带有漂亮插图的图书。

建筑材料的微波特性

NISTIR 6055: NIST Construction Automation Program Report No. 3: "Electromagnetic Signal Attenuation in Construction Materials," William C. Stone, 1997;可以从NIST获得或者从网上下载。

350

"Effect of Admixtures, Chlorides, and Moisture on Dielectric Properties of Portland Cement Concrete in the Low Microwave Frequency Range," K. Pokkuluri (thesis), Virginia Polytechnic Institute, October, 1998

"Different Kinds of Walls and Their Effect on the Attenuation of Radiowaves Indoors," P. Ali-Rantala, L. Ukkonen, L. Sydanheimo, M. Keskilammi, and M. Kivikoski, 2003 Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 3, p. 1020

"Measurement and Monitoring of Microwave Reflection and Transmission Properties of Cement-Based Specimens," Kharkovsky et al., IEEE Instrumentation and Meas Tech Conf, Budapest, Hungary, May 21-23, 2001 p. 513

"Measurement and Modeling of Propagation Losses in Brick and Concrete Walls for the 900 MHz band," D. Peña, R. Feick, H. Hristov, and W. Grote, IEEE Trans Antennas and Propagation 51, p. 31, 2003

"A Comparison of Theoretical and Empirical Reflection Coefficients for Typical Exterior Wall Surfaces in a Mobile Radio Environment," O. Landron, M. Feuerstein, and T. Rappaport, IEEE Trans Ant Prop 44, p. 341, 1996

"Reflection and Transmission Losses through Common Building Materials", Robert Wilson, 可以从Magis Networks公司的网站www.magisnetworks.com获得。

室内电波传播研究

"The Indoor Propagation Channel," H. Hashemi, Proceedings of the IEEE, vol. 81, no. 7, p. 943, 1993

"The Impact of Surrounding Buildings on Propagation for Wireless In-Building Personal

Communications System Design," S. Seidel, T. Rappaport, M. Feuerstein, K. Blackard, and L. Grindstaff, 1992 IEEE Vehicular Technology Conference, p. 814

"Indoor Throughput and Range Improvements using Standard Compliant AP Antenna Diversity in IEEE 802.11a and ETSI HIPERLAN/2," M. Abdul Aziz, M. Butler, A. Doufexi, A. Nix, and P. Fletcher, 54th IEEE Vehicular Technology Conference, October 2001, vol. 4, p. 2294

"Outdoor/Indoor Propagation Modeling for Wireless Communications Systems," M. Iskander, Z. Yun, and Z. Zhang (U Utah), IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest), vol. 2, 2001, pp. 150-153

351

"Effective Models in Evaluating Radio Coverage in Single Floors of Multifloor Buildings," J. Tarng and T. Liu, IEEE Trans Vehicular Tech, vol. 48, no. 3, May 1999

"Correlating Link Loss with Data Throughput," D. Dobkin, High Frequency Electronics, January 2003, p. 22

干扰:总论

"Literature Search and Review of Radio Noise and Its impact on Wireless Communications," Richard Adler, Wilbur Vincent, George Munsch, and David Middleton, U. S. Naval Postgraduate School, for FCC TAC, 2002

干扰:微波炉

"A Novel Prediction Tool for Indoor Wireless LAN under the Microwave Oven Interference," W. Chang, Y. Lee, C. Ko, and C. Chen 可以从网址 http://www.cert.org/research/isw/isw2000/papers/2.pd 获得。

"Effects of Microwave Oven Interference on the Performance of ISM-Band DS/SS System," S. Unawong, S. Miyamoto, and N. Morinaga, 1998 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 1, pp. 51-56

干扰:WLAN 自干扰

"The Impact of Power Limitations and Adjacent Residence Interference on the Performance of WLANs for Home Networking Applications," S. Armour, A. Doufexi, B. Lee, A. Nix, and D. Bull, IEEE Trans. Consumer Electronics, vol. 47, p. 502, 2001

干扰:蓝牙和 WLAN

"Coexistence of IEEE 802.11b WLAN and Bluetooth WPAN," Stephen Shelhammer, Chapter 14 in Wireless Local Area Networks, Bing (op. cit.), Wiley, 2002

"An Investigation of the Impact of Bluetooth Interference on the Performance of 802.11g Wireless Local Area Networks," A. Doufexi, A. Arumugam, S. Armour, and A. Nix, 57th IEEE Vehicular Technology Conference, 2003, vol. 1, p. 680

"The Performance of Bluetooth System in the Presence of WLAN Interference in an Office Environment," O, Larjalainen, S. Rantala, and M. Kivikoski, 8th International Conference on Communication Systems (ICCS), 2002, vol. 2, p. 628

"Rejection of Bluetooth Interference in 802.11 WLANs," A. Soltanian, R. Van Dyck, and

O. Rebala, Proceedings 56th IEEE Vehicular Technology Conference, 2002, vol. 2, p. 932

建模

"Propagation Modelling for Indoor Wireless Communications." W. Tam and V. Tran, Electronics and Communications Engineering Journal, October, 1995, p. 221

"Wideband Propagation Modeling for Indoor Environments and for Radio Transmission into Buildings," R. Hoppe, P. Wertz, G. Wolfle, and F. Landstorfer, 11th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, vol. 1, p. 282

"Efficient Ray-Tracing Acceleration Techniques for Radio Propagation Modeling," F. Agelet et al., IEEE Trans. Vehicular Tech 49, no. 6 November, 2000

"Improving the Accuracy of Ray-Tracing Techniques for Indoor Propagation Modeling," K. Remley, H. Anderson, and A. Weisshaar, IEEE Trans Vehicular Tech, vol. 49, no. 6, p. 2350, 2000

室内配置指南

"Wireless LAN Design, Part 1: Fundamentals of the Physical Layer," Jesse Frankel, WiFi Planet, San Jose, CA, fall 2003

# 第 8 章 室外网络

## 8.1 雨雪、炎热和黑夜等

除了雷电之外，前几者虽然都不能够抑制室外网络传送指定的信息包，但对于一个网络桥接器来说，室外仍然充满了危险，无线电波的野外传播也是一个非常不同的环境。在这一章里，通过研究一些无线电信号的基本问题后，我们由小到大、由近及远，首先回顾本地覆盖网络，接着是点对点和点对多点网络，然后是长视距链路。最后我们以一些重要的注意事项来结束本章的内容，这些注意事项是关于室外设备的设计、建造和工作实践中的可靠性的。

在我们进入到讨论实施细节之前，应当先说明一下，IEEE802.11 是一个无线局域网标准集。尽管从一个建筑内的有线网络到相邻建筑的有线网络的无线网桥在上述标准范围内相当灵敏，但是大部分室外的网络使用延伸了 Wi-Fi 协议的指定功能。虽然 802.11 的 MAC 层已经被证明十分适合这些应用，但是依据提供服务的范围和程度考虑其他方法通常也是可取的。特别地，最近正式批准即将对 IEEE802.16 城域网标准进行的扩展为室外宽带网提供了基于标准的解决方案。这些室外宽带网由许多供应商和现有的专用系统以及这一领域的新供应商共同维护。该扩展又称作 WiMax，IEEE802.16 标准为点对多点长距网络提供了许多非常有用的功能，如果考虑到高速数据率和苛刻的服务质量规范，就更应该被牢牢记住。

此外，大部分信号在许多情况下都受限于信号拥有者的地理区域的室内网，室外信号经常跨越公共的以及不属于用户的专用区域。开放的自包含标准都要求现在的和潜在的同类用户都应当同等给予考虑，所以只要争论是有可能避免的总要好于矛盾激化。

如果认为室内信号有可能中断，那么就应该假设室外信号的中断是不可避免的。如果主要用途是连接到公用因特网可以不用关注，但是如果是可以想象的任何专用传输的话，那么就要考虑网络的安全了。在第 3 章中讨论的建议在这里同样适用。当不希望公共接入，在对封闭网络的临时用户发信号和提供第一层连接的安全时，都可以使用本地有线等效协议或者是增强的无线保护接入(WPA)。在使用局域网接入中的虚拟专用网络技术和全球网与因特网传输中的安全套接字层技术时，关键数据真正的安全

应当是它们首尾相连的传输。有线直接连接到室外接入点应当视为不安全的端口，而且应该通过防火墙或类似的预防措施来使之隔离。

## 8.2　视线基站

关于室外装置的第一个问题应该是：你能去多远？让我们假设我们试图评价将覆盖一个大的开放区域的网络性能。接入点可以用一个在所有水平方向广播但抑制上下垂直传播的全向天线，在大多数室外应用中，方向性未必起到多大帮助。这个天线将提供典型的在水平面内的6dBi（以全向天线为参考的dB）的定向增益。因为客户端天线可能定位在任意的方向，所以我们给出没有方向性的双偶极子。假设电缆损耗是可以忽略的或者已经得到修正，并且允许在频率为2.45GHz时的最大传输功率是1W。则接受功率的Friis公式变为：

$$P_{RX,dBm}=30+6-0+20\log\left(\frac{0.122}{4(3.14)}\right)-20\log(r) \quad (8\text{-}1)$$

得出接收功率如图8-1所示。如果我们对在第7章介绍过的最低接受功率为$-75$dBm可靠的高速率802.11传输使用相同的单凭经验的方法，我们发现我们的1W的发射机很容易达到3500m的距离。3500m或者略多余2mile(1mile＝1.6093km)的距离对于一个适当的输入功率来说有着良好的性能。如果我们给接收机加个全向天线，以一个看起来愚蠢的客户端为代价，我们得到了两倍范围内的额外的因数，距离增加到7km，这与昂贵的高功率蜂窝电话基站在实际中达到的距离相当。到目前为止看起来在室外运行无线电接收装置并不十分困难。不幸地，那是因为我们还看的不非常严重。各种各样的障碍物（字面上的和比喻的）限制着室外无线电波的可达到的性能。

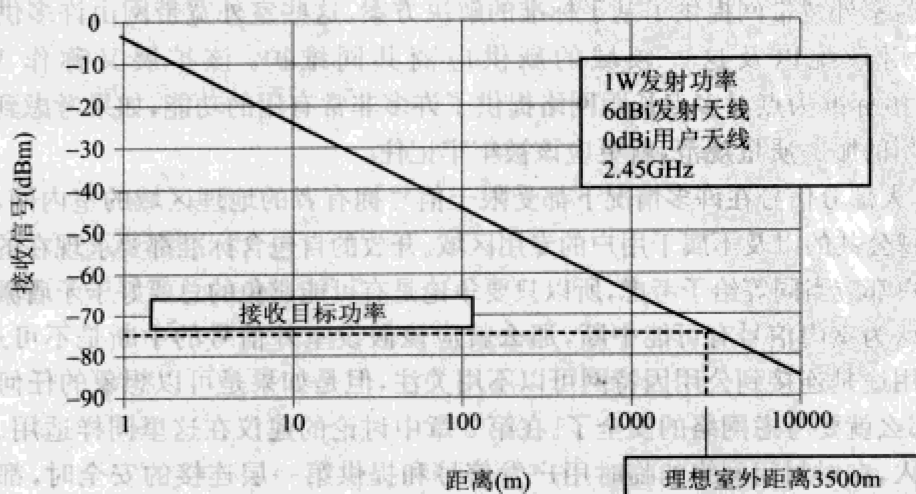



图8-1　自由空间传播的接收功率

因为范围的改变，字面上的障碍物比在室内情况扮演着更重要也相当不同的角色。回忆第6章和第7章中的特有方法是通过障碍物对着的非涅耳区来描述无线电波传播观点中的障碍物尺寸。等效地，我们可以借助衍射的特征长度来测量障碍物的尺寸。从式(6-34)中我们得到：

$$u=\frac{x}{x_F}x_F=\sqrt{\frac{R_w\lambda}{2}}R_w=\frac{1}{\frac{1}{z_{src}}+\frac{1}{z_{obs}}} \tag{8-2}$$

在市区和郊区环境里，任意遇到障碍物的方向中的特征距离都是相似的，例如，在2.45GHz时为20m，衍射的特征长度 $x_F\approx 1$m。全维中，典型障碍物(如建筑物)大约是10～30m之间，大的建筑物接近50m，因此标准尺寸$u$大约是在10～30或者更大。除离障碍物非常近的情况外，室内环境下1～4的归一化尺寸更加典型(如图6-36所示)。室外物体在微波频段将比大部分室内物体投射出更深的阴影。由许多室内物体组成的室外物体，对电波传播来说也通常很不透波：一幢钢结构和玻璃外墙的空的开放建筑可能只产生很小的传播阻碍。但是在更典型的情况下，直射波穿过建筑物时，可能遇到内部和外部的承重墙，隔断墙以及人和工具、玩具，每一种都产生衰减。要真正达到3 500m，在发射机和接收机之间，我们将需要一条接近空旷的视线。

在室外的长距离传播也意味着多径效应将表现出完全不同的意义。如果我们可以真正达到3 500m间隔的理想情况，那么在这段间隔里传播延迟衰减为10 000ns即10μs，显著长于一个802.11a/g正交频分复用(OFDM)符号(如图3-20所示)。一条完全不同长度的反射路径，如果和直射信号的幅度可比拟，将淹没起初为短射程的室内使用而设计的802.11协议的多径容错。记得路径长度本身对接收信号的影响很小，路径增加1 500m除了增加5 000ns的延时外只产生$(3\,500/5\,000)^2=3$dB衰减。虽然对于多次反射路径来说损耗变得重要，但是单条反射路径可能只产生额外的3～20dB的反射损耗(见6.3节)。单条反射路径比直射路径低6～20dB，除对要求有更苛刻的信噪比的高级调制体制存在主要问题外，其适合二相移相键控或者四相移相键控调制。因而，多径组合中的符号间干扰将是室外连接中潜在的主要问题。如果发射机和接收机直接的直射路径有建筑物和树叶遮挡，情况将变得更糟。因为这种情况下，将出现功率差不多但延时却相去甚远的多径效应。一条空旷的视线有更好的机会去接收不仅是足够功率的而且是更好质量的信号。

(针对大量多径成分的问题有一些技术上的解决方案，这些方案对于一个压缩的语音信道仅仅需要大约10Kbit/s的无线电话工作的非常好。码分多址(CDMA)电话可以使用*耙式接收机*，这在第3章中有过简要描述。通过搜索为特殊电话的特殊逻辑信道而分配的码的延时副本和利用必要的延时校正将它们相加，耙式接收机可以将几个路径的功率结合起来。这项技术也可以被用在使用巴克码的802.11经典信号上。但是11

位巴克码只提供大约1μs的多径容错，而且巴克码不能用在高级数据率上。均衡器使用相似的手法以延时了的接收信号的加权和重建传输信号，但是当延时比符号时间长很多时均衡器对于高速率数据将变得复杂。）

室外连接还会遇到室内连接一般不会遇到的许多时间相关现象：风、雨、雪、树叶的季节性和时间相关的变化以及（对于长距离链路）直射路径的折射错误指示。若要处理已知的障碍，谨慎的计划者必须为额外的链路容限做准备，以便考虑所有这些新的潜在的错误模式。需要多大容限取决于用户想要达到什么样的系统稳定性和它们准备为此付出的多少。我们的－75dBm指标已经包括了大约8dB的容限，其超过为802.11b客户解决瑞利衰落的典型的11Mbit/s灵敏度；在室外，要经常给容限再增加10dB或20dB以达到人们对可用网络所期望的那种最低限度的97+%可用性，除了能达到99%而且开始在小数点后添加9外，源还可用于评估降水及其他常见的损害对链路性能的影响，这在稍后章节将讨论。监视关心的链路是不可或缺的，因为不同的地理位置有其特殊的问题。室外微波链路就像政治是地域性的。

## 8.3 室外覆盖网络

### 8.3.1 传播

我们已经知道信号在室内可以依靠所处的建筑传播数十米。我们也已经确定在室外如果不遇到物体信号也可以传播数千米。而当有物体时会发生什么呢？在市区和郊区电波传播又是什么样的呢？大部分市区围绕街道而组织起来，沿街道还有成排的树，在街道之间是建筑群和不同的开阔空地。我们需要搞清楚在这样的环境中反射、衍射、吸收和折射的机制是什么样的。

首先研究反射。图8-2给出了两旁被不同尺寸和结构的建筑物占据的街道中的反射波示意图。在发射机附近，直射波占主要地位，因为在高角处的反射系数不太大（除非出现大的金属墙壁）。当接收机在街道上移动时，反射波将高角处增加并且由于反射系数增大而变得更重要些。尽管由于不同反射波的相干相位无法预测而导致在任何位置的瞬时功率出现瑞利衰落，但是无障碍传播中的平均功率还是可能高于期望。很远的距离时，像窗户一样极光滑的表面的反射率将继续增加。但是像砖块、琢石或者浇灌混凝土等的粗糙表面上的任意散射将减小反射。散射在5GHz比在2.45GHz时更值得注意，因为表面粗糙程度由波长度量。

来自建筑物的反射在拐角处也将导致部分传播（如图8-3所示），但是一旦十字路口远离发射机，多次反射将需要到达更远（除非在奇角方向的拐角处的建筑物上有一个镜面）。每次反射都引起至少几个dB的额外衰减，多次反射将在一个拐角处的几倍街道宽度的范围内提供覆盖，但是不能更远了。

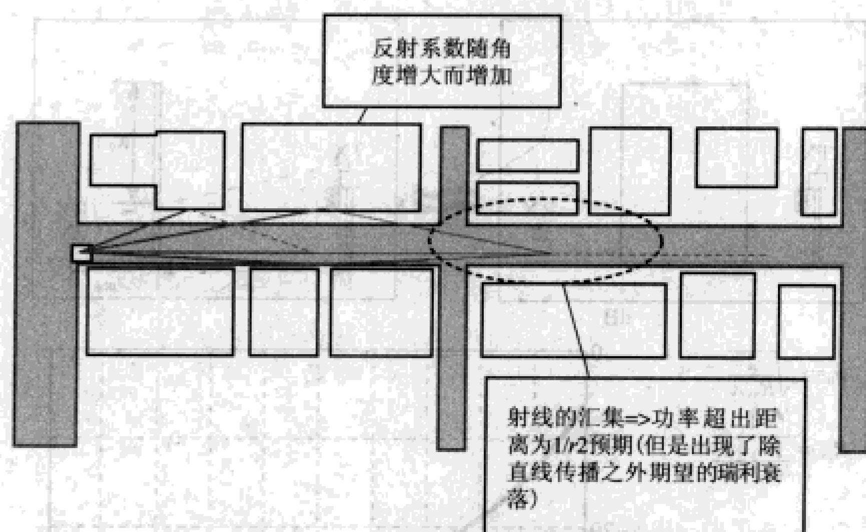



图 8-2 电波沿街传播的反射(俯视图)

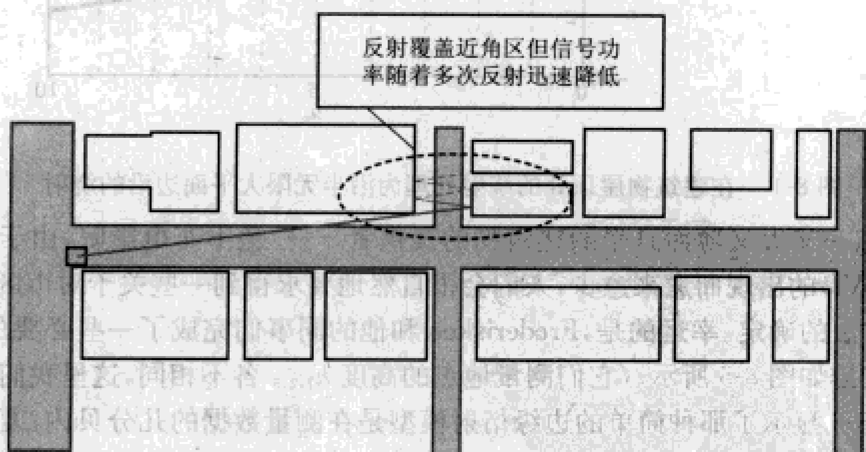



图 8-3 电波在拐角处的反射

我们已经指明除了那些经济贫困地区外,穿过建筑物的传播不可能扮演重要角色(但是无论如何在充满空的建筑物的工商区都是不需要网络覆盖的)。在任何环境下空气的折射率都近似为 1。就像我们在接下来的 8.4 节中更详细的描述一样,折射在数万米的距离外起着重要的作用但在街道之间并不重要。建筑物墙壁周围和屋顶上方的衍射又怎样呢?唯一我们已经详细研究的相关问题是半无限大平面边缘处的衍射问题。因此为了看看哪里的光线好,我们假设建筑物是平坦无边的(如图 8-4 所示)。当发射机、屋顶边缘和接收机在一条线上时,振幅降低一半,功率降低 6dB;当接收机移到屋顶边缘下面(位移是标准化的),初始信号迅速减弱,标准化位移 $>$ 10 则初始信号衰减 30dB。

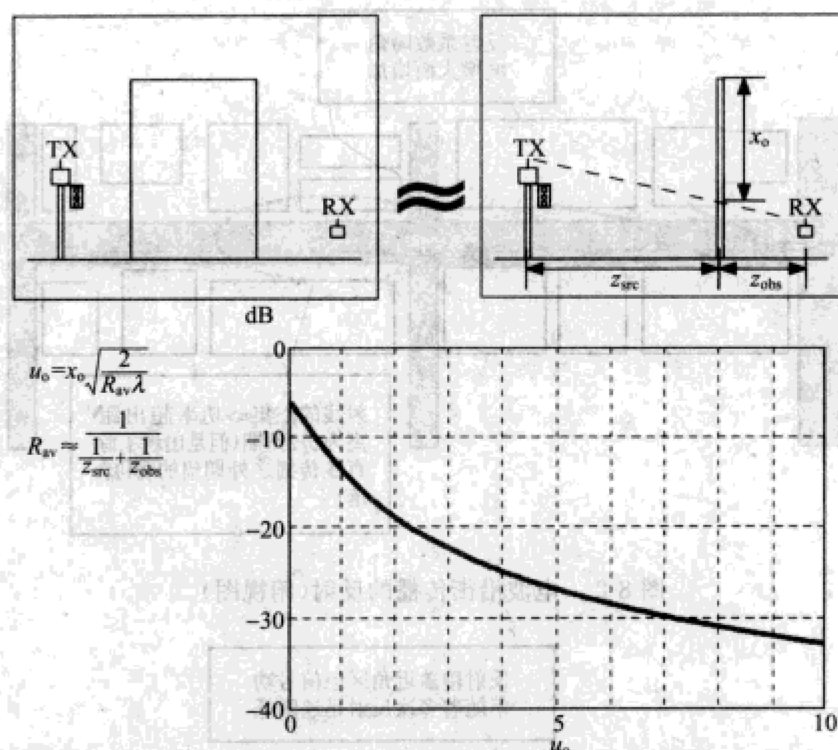



图 8-4　在建筑物屋顶处的绕射处理为沿半无限大平面边沿的绕射

因为唯一又大又薄而且平的建筑物的提供者——免下车电影院，由于多放映场影剧院和DVD的出现而愈来愈少，人们会很自然地要求得到一些关于对市区衍射群的这个简单方法的确定。幸运的是，Frederisken 和他的同事们完成了一些必要的测量。它们的测量安排如图 8-5 所示。(它们测量地点的高度 $h_{1,2,3}$ 各不相同，这里我们只说明 $h_1 < h_2$。) 图 8-6 显示了那种简单的边缘衍射模型是在测量数据的几分贝内。复杂边缘和形状的更成熟的模型(见 Frederisken 等人的文献)也存在，但是对于我们的目的来说这太复杂了。

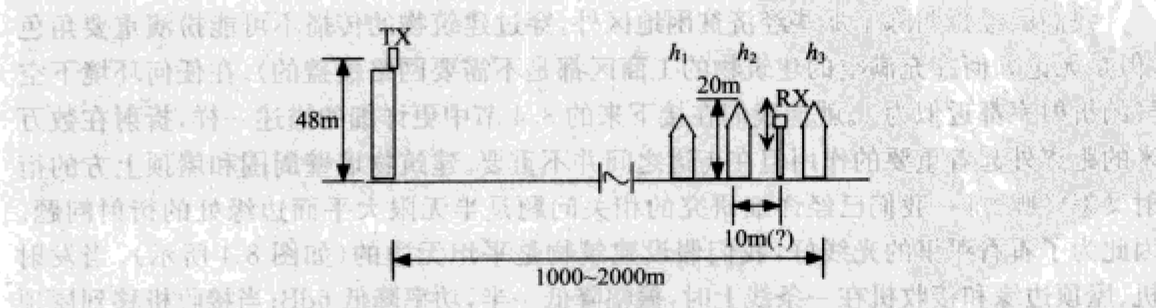



图 8-5　屋顶绕射测量：发射机频率为 1.7GHz，接收机高度从地面到屋顶步长为 5m

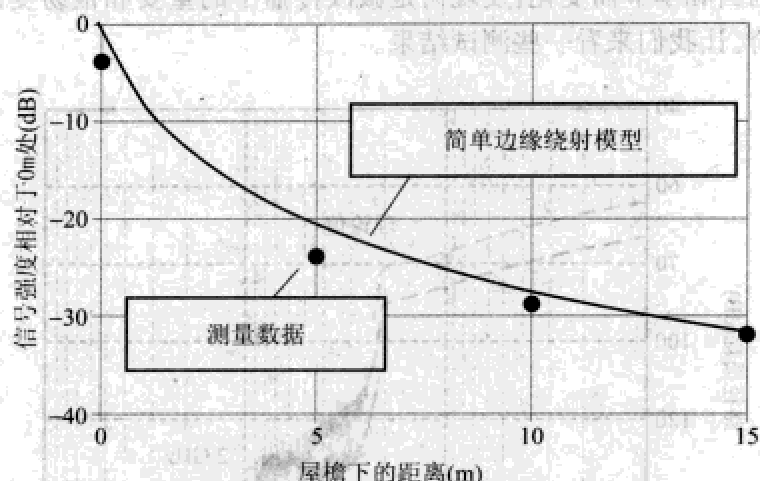



图 8-6 测量信号强度对屋顶边缘信号的归一化，与边缘绕射模型比较（来源于 Frederiksen 等发表在 IEEE Vehicular Tech. Conf. 2000 p. 896）

要验证简单模型，我们应该用多长的特征长度它呢？在更坏的情况下，接收机很接近建筑物（比如 5m），因此如果发射机距离很远，在 2.45GHz 就有 $R_w \approx 5$m 和特征长度 $x_F \approx 0.5$m。10 的标准化位移大概是低于屋顶 10(0.5) = 5m(15ft) 。因为为了方便人们使用，接收机离地大概 1 ~ 2m，对应于大约 6 ~ 7m 高的屋顶，这是典型的平房式的居民楼或两层商业建筑。为了得到 20dB 衰减，接收机需要位于屋顶线的几米内。我们不得不依靠从某条街道上的发射机传播到相邻街道上的接收机的 30dB 衰减。如果发射功率和天线增益固定，我们只能通过缩短距离来调节增加的路径损耗：图 8-1 显示 30dB 的衍射损耗使得理想的传播距离缩短为 100m 左右。如果夹在中间的屋顶不是太高，那么发射机可以发射信号跳过屋顶传到相邻的平行街道上去，但是信号不能到达更远了。

信号可以转弯吗?换句话说，在发射机所在的垂直相交的街道上会发生什么呢?如上所述，在拐角附近接收信号可以得益于在相邻建筑物之间的一两次反射。在较远的地方，唯一可利用的路径只有衍射路径（假设建筑物很高而且不透波）。我们期望再次遇到 30dB 或更多的衰减 。Erceg 和他的同事们在纽约和波士顿测得的测试性能数据和它们运用我们曾简要提到过的统一理论得到的理论值一起显示在了图 8-7 中。他们发现在正交的街道上 100m 处，在 0.9GHz、2GHz 和 6GHz 时路径损耗分别是 35、40 和 50dB。参照图 8-1 可知，这些损耗将把我们 1W 的链路限制在数十米范围内：低功率无节制的无线局域网链路不能在远离发射机的地方转弯。

最后，和 Sierra Club 的成员一样，我们也要问树又怎样呢?从第 6 章得知液态水是数千兆赫微波的十分有效的吸收体，也具有高折射率。因为树干和叶子含有很多水，所以当微波遇到树时我们可能期望有强大的吸收和散射产生。进一步的观察引起了更多的关注：树和叶子在尺寸上可以和所感兴趣的波长比拟，而且它们的形状和结构随着

树的类型、风、雨雪和季节而变化。发现树是微波传播中的重要和很易变的障碍物并不使我们感到惊奇。让我们来看一些测试结果。

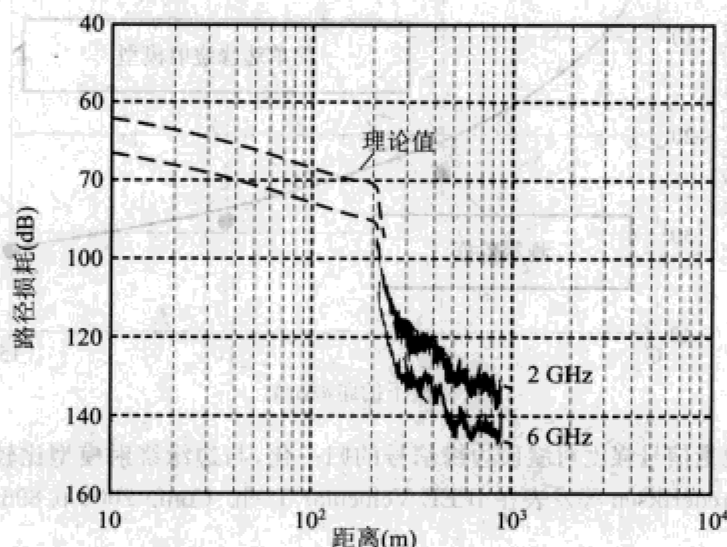



图 8-7　沿垂直街道路径损耗的测量值(距发射机 200m 的拐角)与根据反射和绕射理论预估的理论值(来源于 Erceg 等，发表在 IEEE Trans. Vehicular Tech. 43，1994)

Dalley 和他的同事们测试了一片栗子树的树叶的吸收情况。它们的测试装置如图 8-8 所示。在无线局域网领域所感兴趣的频率范围中，衰减将 11 ～ 12dB 加上偏移平均到大约 20dB。尽管对于无线局域网来说 13GHz 的频率有点高，但是值得注意的是在这个频点上潮湿的树将产生附加的 7dB 的衰减，而当下雨时，在较低频段衰减量将增加。作者指出，树木还导致极化轴的一些旋转，明显的旋转像和原始极化直交的成分比主信号低大约 12dB。传播信号极化的变化只引起衰减很小的变化(1dB)。

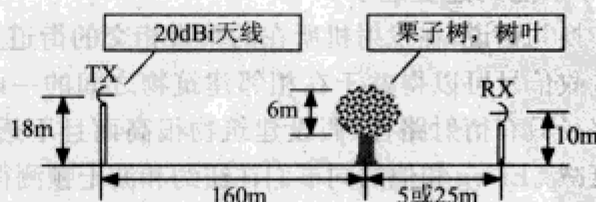



图 8-8　Dalley 等人的测量框架，栗子树

有些人可能会从表 8-1 推断衰减将随着频率单调增加。但是这个太过于简单化。Perras 和 Bouchard 在不同情况下对不同的树进行了测量。他们研究了两个地方，一个是穿过 21m 落叶树(3 棵枫树和 1 棵山楂树)的 64m 的路径；另一个穿过 25m 针叶树(云杉和松树)有 110m 长。他们使用连续波源在 2.45、5.25、29 和 60GHz 频点上做了测量，得出 20 多亿个数据点。他们在树上长满叶子的夏天和树上光秃秃的冬天都对第一个地方进行了测量。部分结果显示在图 8-9 和图 8-10 中。

表 8-1 栗子树引起的衰减

| 频率(GHz) | 平均衰减(dB) | 90%链路容限(dB) | 频率(GHz) | 平均衰减(dB) | 90%链路容限(dB) |
|---|---|---|---|---|---|
| 3.5 | 11.2 | 16.2 | 13(湿) | 20.5 | |
| 5.85 | 12 | 20 | 26.5 | 17.7 | 25.3 |
| 13 | 13.5 | 21.3 | | | |

注:90%链路容限的含义是有90%的衰减测量值小于该值,来源于 Dalley 等,发表在 1999 IEEE Conference on Antennas and Propagation。

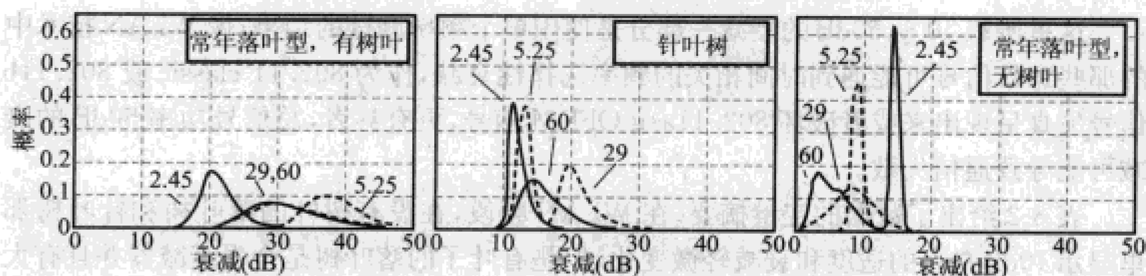



图 8-9 不同季节不同树种衰减值的概率分布;虚线为用 GHz 表示的测量频率(来源于 Perras 和 Bouchard,发表在 5th International Symposium on wirless multimedia,p. 267,2000)

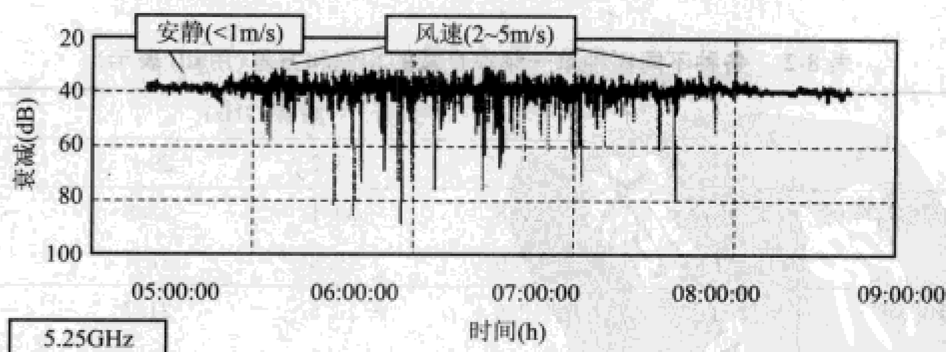



图 8-10 有树叶的常落叶树衰减随时间和风速的变化曲线数据在同一时期收集(来源于 Perras 和 Bouchard,加利福尼亚理工学院)

图 8-9 显示了两个地方的衰减值概率分布,包括夏天和冬天的数据。结果彻底地打碎了那些认为有树木的情况较简单的幻想。针叶树在 30GHz 时吸收更强,但是在 60GHz 时的情况却类似于较低频段。有叶子的落叶树阻断 5GHz 而使 2.45GHz 通过;在落完叶子后,高频率很容易通过,而在 2.45GHz 的衰减量却没多少变化。

借助在每种情况中呈现的那种特征的反映可以从本质上理解这些结果。针的存在标志着针叶树,都是 3～15cm 长而且直径只有几毫米。在 2GHz 或 5GHz 时,针的直径比波长小得多,因此针影响传播主要是当针与入射波的极化排成一行。如果树叶浓密,与波长相比较大的穿过树的无遮挡的路是不太可能的。在 30GHz 和 60GHz(波长分别为 1cm 和 5mm),与针之间的相互作用更强,受方向影响减小,但是更小的波长也可以

利用偶尔的只有几厘米宽的空旷路径。

枫叶的特性是加上边缘 3 ～ 4cm 的"锯齿"它大概有 10cm 宽，当树叶还在时，在 5.25GHz 的强衰减可以通过树叶边缘强散射来说明。当树叶掉光时，较高频段可更好地穿过无叶的树枝之间的缝隙，而且衰减将随频率单调递减。

风摇动树木因而导致了附加的信号强度的时间相关变化(图 8-10)。在大风中，发现了强大的(50dB)本地衰减。正如预期，在较高频段风的影响更糟糕(因为树较小的位移将导致相位的显著变化)。作者指出，柔风产生小的但更持久的衰减。在上面所引用的著作中，在 Perras 和 Bouchard 之后声明。

这里所写 40 ～ 50dB 的衰减一部分是使用单个频率测试的结果；像 WLAN 技术中的那些宽带信号可能遇到时间相关的频率选择性衰减，作为 802.11 classic 或 802.11b 信号失真呈现出来或者破坏 802.11a/g OFDM 信号，更有甚者，总信号功率 50dB 的衰减可能导致通信失败。

表 8-2 给出了数据的定量摘要。在 WLAN 频段，在没有树叶的落叶树和针叶树那里显示 10dB左右的适度和衰减轻微变化，但是有叶子的落叶树是个强衰减器并且有大的波动。尽管这些结果考虑了针叶林为主的美国西南山区的简单可靠的装置，但是如果考虑穿过树林的链路，那么在别处的市区和林区中的网络必须应对更大波动的衰减。

**表 8-2 各种不同树种单一频率衰减的均值和方差(用 dB 表示)**

| | | 频率(GHz) | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | 2.45 | 5.25 | 29 | 60 |
| 有树叶的常落叶树 | 均值 | −21.8 | −39.1 | −32.8 | −32.1 |
| | 方差 | 7.9 | 19.6 | 37.4 | 34.8 |
| 针叶树 | 均值 | −12.6 | −13.5 | −21.7 | −16.2 |
| | 方差 | 1.9 | 1.1 | 10 | 9.7 |
| 无树叶的常落叶树 | 均值 | −14.9 | −9.2 | −8.7 | −5.5 |
| | 方差 | 0.2 | 0.5 | 10.9 | 6 |

注：来源于 Perras 和 Bouchard。

就像国际象棋的位置，每一个装置都是独特的，必须个别地研究。但是我们可以从本节的数据和论据中提取一些一般性的结论。在有大量建筑物的市区，覆盖将沿着街道(如果它们是直的)。地面发射机将只提供这些覆盖；高处的发射机则有更好的机会越过屋脊到达相邻街道上，但是信号不能很好的转弯以扩大覆盖。如果发射机可以被置于高于树顶的地方，那么尽管当接收机在街道上运动，到那里的直接路径将不可避免地穿过大量增加信号衰减的树木，但是高度仍将帮助减小树木的影响。顺着发射机所在街道的范围在空地限制到来之前将可能受限于树叶(如果它们存在)。在树只有几米矮的街道上使用 10m 高的发射机可以达到 800m 的覆盖范围。这些方针定量概述在

了图 8-11。在更大的农村地区，对于覆盖范围树叶将起到主要限制。

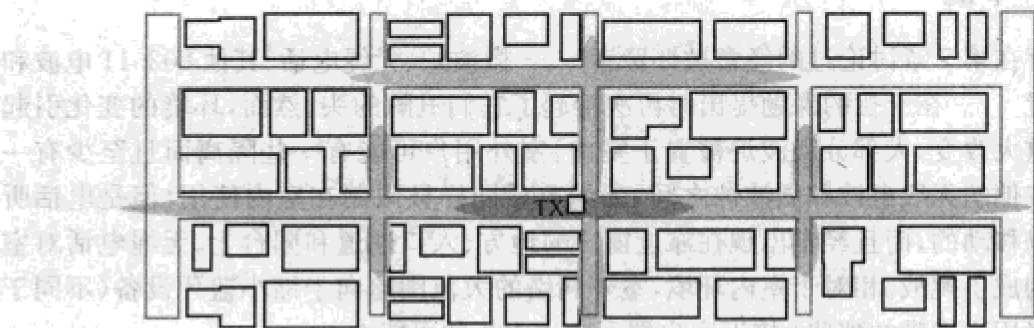



图 8-11 城区草图，用于评估图中描黑区域所示的发射机的覆盖范围

用悬挂在 10m 高的 1W 的发射机得到的关于郊区装置的结果显示在图 8-12。被报道的测量是通过接入点从一个移动客户那里成功接收到的上行链路 ping 数据包的百分比。这个位置的环境由许多带叶子的树木围绕着 1～2 层的木结构的房子并且在某些地方有两层木结构的公寓大楼组成。接入点被放置在两条街交叉处的光供应站。

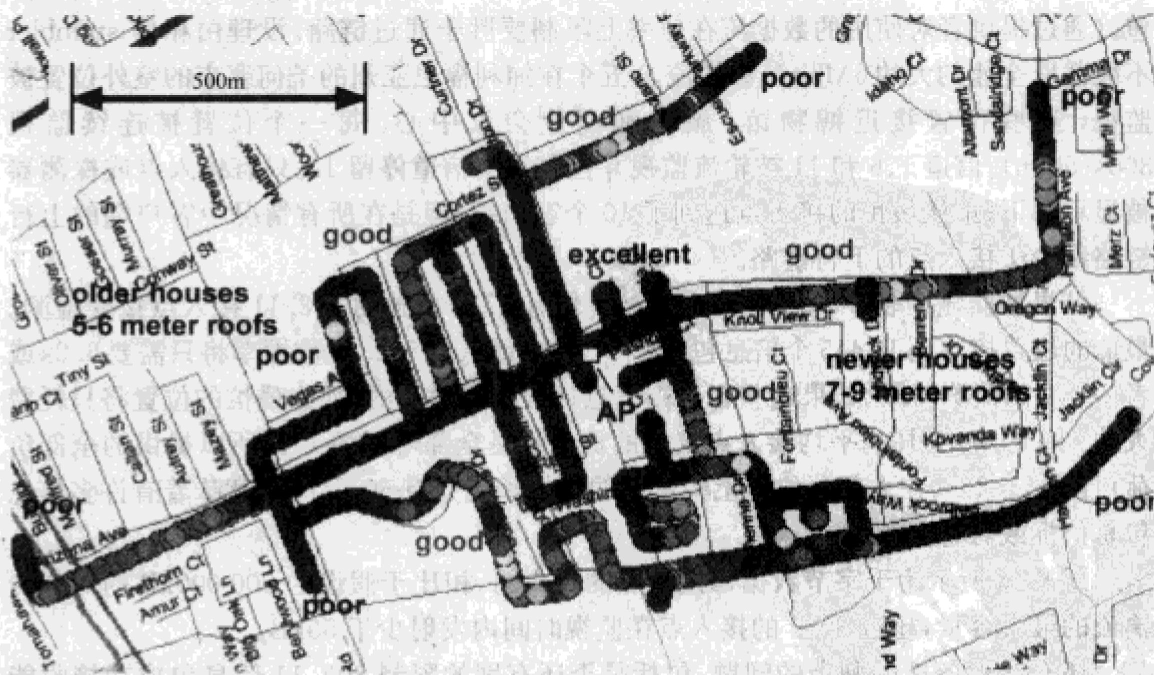



图 8-12 在小城区使用 802.11b 接入点和便携式电脑的覆盖图(图片由 Tropos Networks 公司提供)

正如期望，沿着在接入点位置交叉的街道直的那部分，得到了良好的覆盖。高质量的链路在 500m 范围内是可能的，并且一直覆盖到 1 000m 的范围。在另一个邻近的街道上也获得了良好的覆盖。虽然链路在某些方向维持到 800m 远，但是当在远离接入点转过一个拐角时覆盖质量快速下降。

## 8.3.2　干扰

所有在第7章讨论过的经常被怀疑者——微波炉、无绳电话、其他802.11电波和蓝牙装置——在干扰的课题提出时再次抬起了它们丑陋的头。然而，环境的变化引起它们的重大改变。大部分微波炉被置于室内。室外用户可能有一些隔离而且至少有一堵墙隔在他的无线电波和微波炉之间。无绳电话同样被限制在室内使用，但是电话听筒是可以移动的，而且经常出现在靠近窗户的地方、入口通道和阳台上。无绳电话对室外用户构成了挑战。相对于室内环境，室外网络的大范围趋向于缩小蓝牙设备（不同于室外网络用户携带的那些）接近客户端而产生干扰的可能性。

在室外，还要对付在室内不常碰到的干扰。在美国，许多加油站都和美国汽车协会在当地的办公部门经常在2.4GHz ISM频段维持着数据链路。也可能会遇到两栋建筑物之间的桥梁以及长距离点对点、点对多点（下节介绍）的链路。

对其他作为干扰者的接入点的简短调查结果如下。调查在2004年4月开展，利用商业的802.11b客户端卡在监视模式下借助Kismac stumbler软件包收集的信息包。在一次独立的测试中显示卡和stumbler可以在至少800Kbit/s的传输速率下捕获信息包。（通过提供者对使用的数据流在速率上限制要胜于通过链路。没理由相信stumbler不能截取全速的大约6Mbit/s数据流。）五个在加利福尼亚州的圣何塞市的室外位置被监视，这些位置接近博物馆、旅馆和商业会议中心。每一个位置被连续监视300s(5min)。信道1、6和11被轮流监视并且在每个信道停留1s。只有接入点或探测器被显示如下；虽然最忙的接入点达到了10个客户端，但是在所有情况中客户端的上行链路都少于接入点的下行链路。

结果被摘显在表8-3中。在每个基站平均有17个单独的802.11接入点接受检测。最忙的位置接收到10 445个信息包，这个位置以最低的802.11数据率将只需要6.2s或者2.1%的监测时间。如果这些客户端信息包假定是对称的，那么最忙的位置将只耗费大约4%的可用时间。平均接入点提供的负荷只是全部可用的1%，所以提供的全部负荷可能少于2%。在大部分位置上信息包的平均长度只有60～70B，意味着有许多信息包是信标或者管理帧。

图8-13所示为千字节数据每接入点的直方图。相比于假设的900 000kB的对称传输流的最大容量，超过80%的接入点在监视时间内发射少于50kB。

还有各种各样的剩余的问题，包括是否还有别的限制802.11信息包成功接收能力的干扰物的存在和多少网络只运行于802.11g模式。然而，结果的一致性暗示，至少在这个时期，大多数802.11接入点将轻松运行，而且在室外不会再出现重要的干扰物了。

表 8-3 来自 802.11b 接入点 / 探针的室外干扰

| 地 点 | MAC 数目 | 报文数 | 数据(kb) | 报文大小（字节） | 报文时间（1Mbit/s） | 提供负载 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Chavez at Fairmont | 23 | 10 445 | 778 | 74 | 6.2 | 2.1 |
| Convention Center | 15 | 1717 | 102 | 59 | 0.8 | 0.3 |
| First and San Carlos | 15 | 3295 | 246 | 75 | 2.0 | 0.7 |
| First and San Fernando | 18 | 4408 | 437 | 99 | 3.5 | 1.2 |
| Tech Museum | 16 | 3648 | 269 | 74 | 2.2 | 0.7 |
| 平均值 | 17 | 4703 | 366 | 76 | 2.9 | 1.0 |

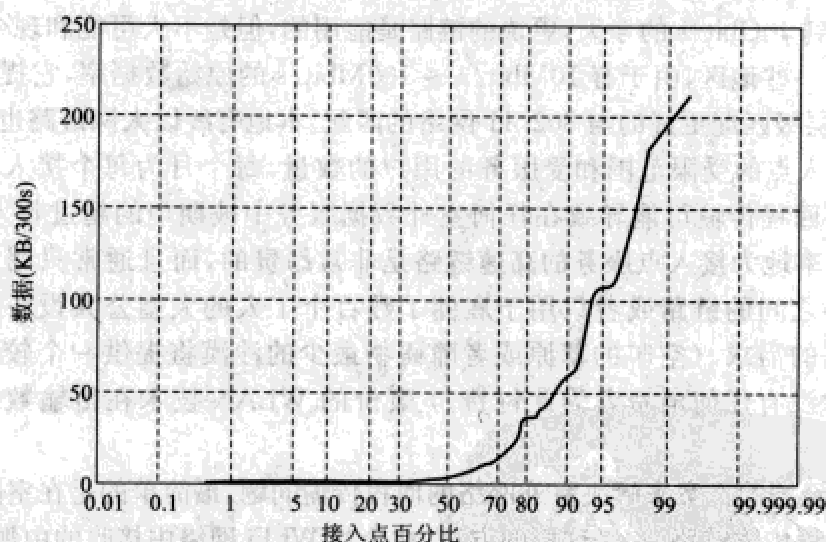



图 8-13 接收数据的累积概率曲线

## 8.3.3 回程传输

室外覆盖网络有一个潜在的大问题：将接入点连入全球因特网。室内接入点通常连入一个已存在的有线网络，可能通过防火墙保护有线网络的完整性，所以可以利用一个存在的因特网链路。一个没有这种链路的室外覆盖网络对很多协议将没有太大用处。

传统的回程传输到全球因特网是由各种老化的有线网络提供。数字用户线路(DSL)使用现有的铜双绞线传送 1Mbit/s 容量到有线电话链路提供的位置并且适当地接近电话供应者的中心部门；T-1 线路提供固定的 1.5Mbit/s 可通过双绞线传输的对称服务，但是通常是经光纤提供的。技术既要求通过固定线提供给某个位置，对 T-1 定价又有不同，民用的每月 30 美元，商用的专用 DSL 每月 500 美元。线缆调制解调器使用的是最初为提供与广播电视服务竞争的电视服务而安装的同轴电缆设备。这种服务基于传统的娱乐，因此主要针对民用，很少覆盖商业区(至少在美国)。专用调制解调器通常

将下行链路的速度限制在1Mbit/s～3Mbit/s，由于限制上行链路的带宽分配使得上行链路更慢。(线缆调制解调器在550MHz～850MHz范围内下行链路使用6MHz信道，也用于数字电视信号；迄今为止，上行链路在5MHz～45MHz区域内属于窄带信道，并且由于低频段相干源的流行历史上不用于电缆电视。)所有这些实现的选择提供比本地802.11b接入点能力还慢的数据率。

回程传输的高速选择基于为音频链路分级传输而发展的历史标准。可用的速率受限于分级复用的64Kbit/s音频信道的需求。基于有线的T-3链路提供了44.7Mbit/s的对称数据率。更快的链路通常用光缆实现。有众所周知的SONET(同步光纤网络)或者SDH链路和伴随固定数据率的：美国的OC-1(51.84Mbit/s)，OC-3(155.52Mbit/s)和OC-12(622.08Mbit/s)链路。在欧洲，对应的链路分别表示为STM-0、STM-1和STM-4。(达到40Gbit/s的今天，更快的链路是能用的，但是不大可能和现今WLAN技术有关。)在一些地区，由于有10Mbit/s～100Mbit/s的原始数据率，它提供了相对于与SONET层级匹配更好的与802.11网络的匹配。本地有线以太网链路也可能有用。

假设接入点的受限范围和受服务的用户的数量，每个月为每个接入点花费数百美元以提供回程传输可能导致在任何室外数据服务中被期望的超过收入的费用。可以真正全速率地为接入点服务的高速链路是非常昂贵的，而且通常只用于同等基站和数据中心之间的链路或者只用于雇佣了数百个工人的大型公共设备或具有特别高密度数据的需求。(空旷的草原或者障碍物最少的沙漠将提供一个较大的覆盖区域但是通常没有任何消费者为此付费。)廉价的WLAN技术在传输数据时可以降低成本。

有3个经济的方案来解决室外网络的回程传输问题。最简单的是在室内使用的：利用现存的回程传输链路。它是这样的方法，在公共Wi-Fi网络中接收的由那些故意放弃加密技术或者通过邻近机构设法支持本地覆盖的民用户非正式地创造。一般地，在这种情况下的接入点拥有者已经购买了通过DSL或线缆调制解调器的宽带链路，因而没有产生来自公共接入点的附加费用。(服务供应商就没有如此的幸运：他们的网络依大小排列为一个住宅用户假定平均数据使用，如果由于链路共享而导致平均使用上升，将可能需要昂贵的重建。作为回应，一些服务供应商设法把限制强加给无线分享作为一种服务条件。然而，一个人可能好像有道理地争论，这是个没有多少压力的挑剔，因为同样的对它们网络作用由他们已经将服务售给的用户增加因特网的利用率而来。一些供应商已经采取了一些更明智的行为，如基于每月传输的比特总量而出售分级的服务；他们希望这个模式最终胜出，为用户提供试验和真正承担相关费用的自由。)借助它们自己的有线网络和诸如电话亭和出于其他原因而配备的带有数据接入的传输中心等的位置，现存的回程传输也可以用于商业、工业和零售公司。

另一个不同的且颇具创新的解决方案是使用室外接入点既提供接入有提供无线回程传输：网状网格。在网状网格中，每一个接入点也扮演着相邻接入点的桥梁的角色，而且所有接入点在网内和网外的客户端或者在一个或多个接入点上的因特网链路

之间传送数据包。用在网络促进产生的 TCP/IP 层的网络智能操作系统，网状网络可以使用传统的 802.11 无线电和 MAC 层（如图 3-1 所示）。网状网络可以替换无线性能的软件，按照聪明的最优化路径来使用最高质量的链路并且避免干扰。通过使用有线回程传输来增加网络节点可以使网络性能平缓的增加。当在无线电范围内的附加节点启用时，借助自动搜索和路径最优化来利用附加的覆盖，网络覆盖将增加。传统的因特网路由协议必须得到修改以避免在大网络中过多的路由传输。当客户端从一个节点的覆盖区域漫游到另一个时智能路由协议也可以维持它的因特网协议地址，如此最小化或避免数据流和像专用网络那样的敏感地址应用的中断。

网状网络允许有线回程传输节点的灵活放置，以利用现存的或便宜的附加的回程传输能力，如此来最优化所有安装和覆盖网络的运行成本。网状网络的许多元素的开放源的应用对于 Linux 操作系统是可用的。MIT 屋顶工程(http://www.pdos.lcs.mit.edt/grid/) 已经使用大概 60 个简单的节点花费约 650 美元证明了有用在大约 $1\text{mile}^2$ ($1\text{mile} = 1.6093\text{km}$) 的区域上的固定无线覆盖。每个节点有一个安置在屋顶上的 8dBi 的全向天线。(作者指出高增益天线在暴风雪过后变得不能用，而有 20° 宽的波束的 8dBi 装置却只有很小偏差。) 商用的 Senao 200mW802.11b 卡提供了无线电的连通性。为大部分节点的因特网几百千字节每秒的流量被报道。尽管现在的路由协议不被期望测量特大网络，网内足够的有线回程传输需要整合以避免淹没任何已知的有线节点，但是无论什么时候增加节点，这个网络都是自我配置和增长的。质量随时间变化而且经常不对称的有链路的网络里的路由信息是一个活动调查的区域而不同于静态网络内的路由。

来自像 Tropos 网络和网状网络等公司的私有化的商用实现是在写本书时的早期商用的部署。在郊区和住宅区使用每平方英里 10 个节点(每平方公里 3～4 个节点) 可以得到好的覆盖，同步速率(上行链路和下行链路) 可以达到 2Mbit/s。对比现存的屋顶网络设备典型的 100m 的范围，商用节点拥有 1W 的输出功率和低噪声的接收机而且实现了 800m 范围的有效覆盖(沿着街道)。因为商用的设备节点的成本是大约 3000 美元而且将大幅下降，所以用适当的资本成本取得对重要的市区或郊区的覆盖是切实可行的。

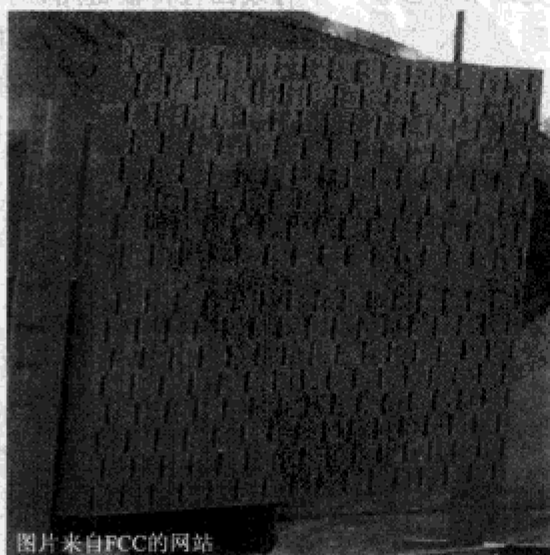


图 8-14 Vivato 槽天线阵列

最后，第三个解决方法是使用高增益的天线阵从一个接入位置提供增加覆盖范围，最小化每覆盖区域的回程传输的成本。一个这类室外网络的商业上实现的例子是 Vivato 天线阵列，如图 8-14 所示。图中所示的结构是由 16 个垂直方向的缝隙天线并排放置组成一个水平的相控阵。相控阵由固

定的移相器一次驱动，类似第5章介绍的Butler矩阵(如图5-42所示)。13个802.11无线电连接到13个移相器节点上以提供13个独立的定向波束，所有连接提供了大约100°的横向角度覆盖。

每一个垂直缝隙天线有17dBi的增益，把传播限制在水平面内。16个天线的阵列提供了总共29dBi中的12dBi(10log16)。接收机一直监听移相器阵列中的每一个活动端口以确定上行链路的数据包被接受，发射机可以根据目标客户端从一个端口切换到另一个端口。信标和关联在每个指定方向上单独地运行，在同一信道的那些波束内连续地运行。波束区域大约是0.016sr，也就是波束宽度大约是7°。

在本书创作时期，由于每个指定方向的固定特性，Vivato设备被FCC通过点对点规则认可。因为固定的点对点链路象征着更少的令人讨厌的干扰源，所以这些规则允许高效的各向同性的辐射功率(如果忘了可以参看图5-13)。特别地，FCC15.247(b)3(i)要求超过6dB的额外的1dB天线增益后退1/3dB(见附录1)。为了远远超过移动辐射体的允许的36dBm的等效全向辐射功率(EIRP)(20+29) = 49dBm，Vivato系统使用输出功率为20dBm的无线电波。这象征着视线范围增加5倍或者传播穿过几层吸收墙。通过Horwitz国际顾问的实地试验，置于12m高的一套设备可以给分布于180m×90m的校园区域内的7个两层木结构建筑内外提供较好的覆盖。而7套传统的接入点和附加的回程传输设备才能达到相似的覆盖。

## 8.4　点对多点网络

点对多点网络从某种意义上说是对前一节讨论的Vivato例子的概括：一个固定的无线节点配备一个有线回程传输链路，为几个客户端(通常固定)提供数据服务。考虑到8.3.1节讨论的传播问题，这样平配置的网络要想工作，显然需要服务节点(熟知的基站)必须和每个客户端之间拥有干净的或准干净的视线。这通常意味着在平地上基站要安置在高建筑物或高塔上，而在不平的地形要安置在山顶上。图8-15给出了一个代表性的排列，相比将接入点粘在管子上，这两种方法都涉及高成本的问题，但是因为基站为很多客户端服务，所以它可以支撑增加的建站成本和回程传输成本。山顶位置还有一个更深层的缺点，就是在基站周围2km～3km最容易服务的区域内，通常没什么用户，因为没有几个人愿意居住在山顶。

实现使用802.11为基础技术的网络的大的优势是成本低，尤其是消费者提出的设备前提。Wi-Fi用户机，甚至更高性能的单元，比其他无线电数据设备便宜很多。另外，工作在无需授权带宽意味着没有与获取带宽相关的费用。然而，有一些相应的缺点。工作在无需授权带宽意味着必须接受其他用户产生的任何干扰：这样没有控制的侵扰使得很难为用户保证一定质量的服务并且使持续的网络监听和管理变得很有必要。

关于802.11MAC的使用，在它的设计应用空间外也有一些基本的限制。MAC是

基于冲突监听的(避免冲突的载波监听多路访问——见3.3.2节),当给定基本服务设置的大部分参与者能够监听到彼此的广播和彼此尊重时这能工作在最佳状态,但是对于点对多点的几何结构这极少会是这种情况。总的来说就是所有的用户能够监听到基站,基站也能够监听到用户,但是用户之间却不能彼此监听。对这种条件的正常反应是使用请求发送/允许发送协议信息包,但是在室外由于长的传播时延这种方法的效用是有限的。短帧间距(SIFS,如图3-6所示)通常为10μs。在小型网络中,传播延迟是很小的,并且所有的基站都将会收到一个访问接入点的信息包,延迟接收信息包和SIFS时间。然而回想传播一千米要3.3μs,2km~3km范围的网络将有比SIFS长相当多的往返路程传播延迟。所以介质预留阈值不可能及时监听到并且时间设置也可能不合适。如果SIFS适用于长距离链路,那么长时间的信息包间等待会导致短信息包交换缓慢。而且,长距离传播延迟代表了在RTS/CTS握手协议上的可观的经济开支,降低了总数据率。当用户距离基站的距离不同时,近的用户甚至在传播过程中会从远的用户处捕获它不能监听的信道,这样就会引起远距离用户的信息包丢失。

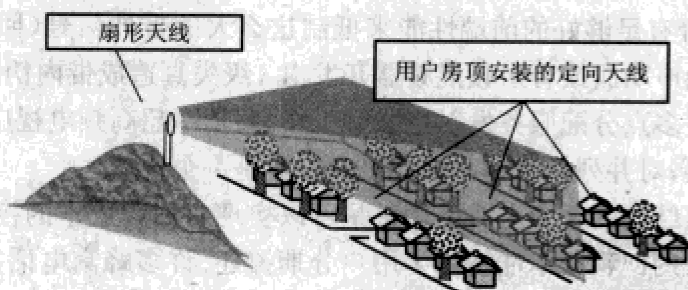



图8-15 用于住宅区点对多点配置

商业执行者[无线因特网服务提供商(WISPs)]能利用轻微的修正过的MAC层来适应长距离环境的紧急需求和把带宽公平地分配给多个用户。有一个选择就是对在大致相同距离且已经有访问接入点的用户分层,这样所有的用户以大约相同的功率到达基站,并且在同等的基础上对竞争信道。虽然轶事报道暗示总吞吐量的预期利益总是很难实现,但是RTS/CTS的门限可以设置为一个很小的信息包。来自源而不是来自WISP网的干扰在限制长距离吞吐量上起了很重要的作用:不像局部的覆盖网,基站天线很容易受来自一个大的自然区域范围内的干扰的影响。

在这些网络中的基站主要是使用扇型天线(例如,具有窄的基本在水平方向上的波束的天线从塔站把360°方位角分成3或4个部分)。这种分法是具有代表性的,虽然分成8部分也是可能的。必须仔细选择天线:它们暴露于室外,比普通室外有更高要求经常在山顶的塔上,必须承受温度还有风雨及可能有冰和雪循环。使这样一个系统工作需要一个射频计划。在一个塔上对不同天线进行足够的隔离来使一个通道能够重复使用是很困难的。回顾一个可能在-85dBm的灵敏度门限的远距离用户信号,要于邻近几米距离的天线1W(30dBm)的传播相竞争。一个同方向上的链路会产生-16dBm淹没需要的信号的干扰。根据天线之间的链路和天线之间的隔离来避免干扰,则两个

天线的方向增益必须超过70dB。抛物面天线是可以达到这样的隔离度的，更宽波束部分的天线是不能达到这种要求的，这样的要求是很容易受来自塔上或塔附近物体的反射和散射影响的。于是，要提供高的总服务容量，必须把服务分区给多个塔，或者是使用无需授权国家信息基础带宽，这样可以用到更多的信道。甚至以前的信道可以一个分区成一部分，它可能有助于提供额外的滤波而最小化相邻信道间的干扰。802.11的信道1、信道6、信道11的滤波器可以实现这个目标。

需要在共享同样或邻近基站的服务提供商之间形成协调来最小化频率的重复使用以及随之而来的干扰。现在这种协调是非正规的，但是随着服务要求的发展，服务提供商要么发现他们在诉讼纠纷中，要么被迫寻求规定的带宽。

带外干扰对于室内环境通常不是一个威胁，而对于基站由于它们可能会和其他广播设备并列一起，它的影响会是严重的。在美国，FCC分配2.5GHz波段给多信道多点分配服务。这个服务往往允许类似有线电视对卫星信号和广播地重新分配。虽然它使用不广，但是在出现的地方，发射机可能工作在高达100W的功率上。一些无修正的Wi-Fi无线电装置有足够好的前端性能来抵制这么大的带外信号(回顾第4章，这些信号可能会在低噪声功放或者射频混频器开发出3级失真造成带内伪信号)。需要外部滤波使靠近多信道多点分配服务发射机能够工作。高功率超高频电视广播在FCC规定内也可能造成谐振，对并列排置的微波无线电设备是一个挑战。

应用点对多点结构的一个主要的动机是可以实现对回程成本的控制。使用小数量的基站意味着更大的回程成本能由许多用户分期摊还。许多蜂窝电话基站是由操作人员和当地电话供应商供应T-1线的。即使高代价和容量有限，共享基站的WISP可以很容易地接入有线回程。点对点毫米波链路也是很受蜂窝基站回程欢迎的，并且可以适用于并列服务或独立的WISP装置。

一个幸运的拥有到附近基站地平直视线的消费者，也许能够通过一个未更改的桌上或手提电脑使用服务，也许可以通过可移动天线全面利用一个通用连续的总线适配器。然而大部分安装都要求在屋顶安装一个定向天线来达到至少近距离的条件。在居住区，树是主要的挑战，而在商业区，其他建筑可能是提供服务的主要阻碍。八木宇田天线(大约12dBi的功率增益为代表)或者是网状抛物面天线常常都适合于消费者的基站。当清晰的直视不能达到时，即使有足够的信号功率用来通信，多径失真也可能使高数据率连接变得不可能。在这种情况下，可能求助于大量载频(例如802.11允许的设备)的ODFM方法而不是与802.11客户做斗争会更加实际。

## 8.5 点对点网桥

在有线以太网中，网桥把不同的局域网(LAN)段连接在一起。这样，数据包就能够寻找合适的接收节点。无线网桥是此功能在无线环境中的直接扩展。在无线局域网中的访问接入点与二级访问接入点建立一个链路，媒体访问控制子层协议(MAC)数据

包可以依据合适的转发表寻址到这个二级访问接入点。许多普通的商业访问接入点可以设置成网桥。一些甚至可以用来为本地用户提供同步通信和桥接入邻近的访问接入点。

访问接入点可以设置成网桥这个为邻近的建筑之间建立一个更大型的独立的网络提供了一个便利的链路方法。利用有向天线和屋顶装备就可能在几百米的范围内实现畅通无阻的链路。与覆盖的访问接入点联合，它们就能构建一个网络区，这个网络区可以覆盖本建筑、周围建筑以及无线回程可及的有限的广域网（WAN）的访问接入。

一个关于这样网络应用的例子如图 8-16 所示。地点在加利福尼亚州的 Los Altos 山上的 Hidden Villa 农场，这里是一个灌木丛生的峡谷地形。这个网络链路相距 270m。覆盖的访问接入点提供内部网络访问接入。八木宇田天线用来提供更长距离的链路。畜棚基站不需要覆盖，因为畜棚那里没有需要高速度数据服务的当前用户。但是为了确保对“大房子”附近相对浓密的树叶的可靠穿透，把畜棚作为一个中间网桥用。有线网络数字用户线路的回程线路就设置在这里。所有的访问接入点都是功率为 100mW Cisco Aironet 的接入点（赠予此非赢利性基站）。

图 8-16　Hidden Villa 的 802.11b 网桥（实现细节由 Greg DesBrisay 和 Pat McCaffrey 提供）

在表8-4中说明了一个简单的基站链路分析。在无障碍的自由空间中接收功率将大大超过可靠的801.11b服务所要求的功率。提供这样一个大的富余是为了确保有树丛遮挡和在风吹和降雨导致的瞄准误差范围内时可靠地服务。

表8-4 图8-16中布局的链路分析

| 链路 | 天线1 | 天线2 | 距离 | Friis功率 | 容限 | 备注 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 访问者中心⇔教育中心 | 12dBi | 12dBi | 270m | −45dBm | 30dB | 直线 |
| 旅店⇔教育中心 | 6 | 12 | 180 | −47 | 28 | 直线 |
| 教育中心⇔谷仓 | 12 | 12 | 100 | −36 | 39 | 树木 |
| 谷仓⇔大房子 | 12 | 6 | 100 | −42 | 33 | 树木 |
| 大房子⇔商店 | 12 | 12 | 240 | −44 | 31 | 树木 |

注：发射功率＝100mW。Friis功率＝假定在自由空间中传播而计算得到的功率，容限是相对于−75dBm的高速率功率的。

## 8.6 长距离无需授权频段的链路

更长距离的链路可以在无需授权频谱范围内得到实现。在美国FCC规定限制移动发射机工业、科学、医学（ISM）2.45GHz带宽，36dBm的全向有效辐射功率（EIRP）；或者同样地，一个天线1W的传输功率，不能超过6dBi的功率增益（见附录1）。虽然一个用户可以利用一个更高增益的天线，但是他必须减小传输功率以获得同样的全向有效辐射功率（EIRP）。这样的限制抑制了除了天线瞄准方向上之外的干扰而有益于社会，但是由于最大天线增益方向上的功率密度是固定的所以这样无益于链路的完整性。

因为假设一个固定的点对点链路仅仅在接收机所指方向上有干扰，因而这样的链路的要求就更宽松了。这样的发射机要求在2.45GHz带宽时天线的方向性增益每附加3dB就要有1dB的余量。而在5.725GHz～5.850GHz带宽时不需要任何余量。对于高增益天线那是个很大的优势：一个21dBi的抛物面天线可以用到26dBm的输出，允许47dBm的全向有效辐射功率（EIRP）。在瞄准方向上这个额外的功率密度允许达到几十公里视线范围内的链路。回想那个使用一个6dBi的发射天线和0dBi的用户接收天线，我们期望使用1W的传输功率实现3.5km范围内畅通无阻的链路。如果我们在两个终端用20dBi的有向天线代替，并随着每个规则减小发射功率，我们得到额外的链路增益，

$$(D_{TX}-6)+(D_{RX}-0)-\frac{1}{3}(D_{TX}-6)=15+21-5=31\text{dB} \qquad (8\text{-}3)$$

其中$D$为天线方向性系数。这个相当于在链路距离上增加了$10^{31/20}\approx 35$倍：即从3.5km增加到125km。如果功率获得是仅有的限制的话，仅使用无需授权无线通信就能构建十分长的链路。不令人吃惊的是，这样长距离的方式有许多实际的困难。真实的链路能达到10km～20km；距离大于50km的链路甚至使用授权带宽和更高的发射功率也很

难实现可靠性。这些困难本质上是和授权链路中的冲突是一样的(除了干扰以外),这部分的讨论是仿效 Trevor Manning 的 *Microwave Transmission Design Guide* 写的。

首先,可靠的长距离链路要求清晰的视线,请记住路径中的 2 ~ 3 棵树就可用光点对点链路情况时预算的31dB增益。因为地球表面是弯曲的,这意味着,发射机或者接收机必须随着链路距离的增加抬到离地面更高的高度(抬高接收或发射基站也可以帮助清掉如树木和建筑物等障碍物)。理想的平均地球表面的有效高度是

$$h = \frac{d_{TX} d_{RX}}{12.75} \tag{8-4}$$

其中 $d$ 以 km 为单位,而 $h$ 以 m 为单位。为了得到局部平坦条件,发射机和接收机之间的最高点是二者的中点。对于一个 20km 的链路它是 8m,高度是距离的二次方,所以一个 40km 的链路需要 32m 的高度。这样一个长的链路要求塔、高建筑物或者山的辅助。

怎样才能算是无阻碍呢?回忆关于直边衍射的讨论,当边正好在视线上时,信号将比在无障碍情况下减少 6dB(如图 6-33 所示)。要接近无障碍情况下的损耗,则视线应高于最高障碍边缘到正常高度的 0.6 倍,就是,我们想至少一个非涅耳区的大部分是处于无障碍的。非涅耳区的边界是随着接收机和发射机的距离变化的;二者的中点,要求的高度近似于

$$h_{clear} \geqslant 0.6\sqrt{\lambda \frac{d[\mathrm{m}]}{2}} = 13.4\sqrt{\lambda d[\mathrm{km}]} \tag{8-5}$$

其中 $d$ 是中点到各个节点的距离。对于一个 20km 的链路这个高度要求大约 14m,需要加上直视时的高度。要注意的是这个方程是很有用的但只是近似的指导。对于任何给定的链路一个理想的直边不可能十分准确地代表真实的障碍环境。可以插入直线和口径模型来估计一个同时被地面和垂直障碍物如邻近建筑路径或一个山区地形中通过山坳路径的结果。但是这样近似的精确度是不可能好到值得很大的努力的。至于读者决定要定量分析,来自国际电信联盟的合适估计的收集是可用的,如他们推荐的ITU-R P.526-5。

在实际的布满障碍物的世界上构建一个视线内物障碍的链路不是那么简单的。如果你已经决定了预期的端点的位置,你就可以用望远镜在你想要的端点上构建一个光学直视线上的链路。如果其他端点不能显著可见,可以让一个成员在另一端举着一面镜子给观察者引导光线(例如双工通信,在这种费劲的事上,移动电话是不可缺少的)。然而,要注意由于在空气中的折射系数的偏差,一般的光学路径和一般的微波路径是不一样的;光学路径的补偿系数 $k$ 大约是 1.5,而典型的微波的值为 1.3。如果你这好有带有雷达高度计和 GPS 的直升飞机,你可以沿着路线上空飞行,并绘制下障碍物的高度(但是这些资源不可能合法地用于无需授权的链路)。

为预期的基站构建一个视线首先必须知道的是它们的准确位置在 20m 范围内。低精度的 GPS 可能不能满足这个目的下的精度要求。参考观察点或者从一个已知位置差分 GPS 是必要的。如果考虑了地球的曲率和折射,重新看那个被提议的链路路径就会与地图相背。使用印刷地图的合适方法是用尺子画出路径并提取每个截面等高线的高

度。这些高度对地球曲率做修正，并对距离画出路径的侧视图。如果一个数据地形是可用的，这个过程可以是自动进行的。注意典型的低分辨率(200m 每像素)模型是不能满足路径的最终核实。可以从商人或者政府资源处得到数字地形数据，这些工具的好的介绍可以在 www.terrainmap.com 网站上找到。

我们已经说明过很多次，对于长链路，折射是必须被考虑的。地球空气密度是随着高度的增加而下降的。倘若背景随折射系数变化，这里必须加上当地和全球在温度和湿度上的变化。因为折射系数 $n$ 很接近于 1，所以习惯上对空气折射系数的定义一个差分系数 $N$ 为

$$(n-1)\times 10^6 \equiv N \tag{8-6}$$

这个差分系数主要是有总压力与绝对温度(理想气体定律是正比于总密度的)和湿度的比值决定的。(相对于其他主要的空气成分水分子是高极性分子的，由图 6-7 可知液态水有大的折射率。)做一个好的近似

$$N \approx 77.6\left(\frac{P}{T}\right)+3.73\times 10^5\left(\frac{P_{H_2O}}{T^2}\right) \tag{8-7}$$

其中压力是以 mbar 为单位，温度是以 K 为单位。(1bar = 105 000Pa = 0.987 标准大气压 = 750Torr = 29.5in • Hg，0℃ = 273K。)一部分给定湿度和温度的水压可以从图 6-6 中得到，这里使用的是摩尔水重(18g/mol)和理想气体定律 $PV = NRT$，其中 $R \approx 0.083\text{mbar m}^3/(\text{mol}\cdot\text{K})$。一个在水平室压条件下的典型值大约为 300 ~ 330。由于在空气中随着海拔的增加密度一般随指数衰减，所以平均折射系数也下降

$$N(h)\approx N_0 e^{-\frac{h}{h_0}};\quad h_0\approx 7.35\text{km} \tag{8-8}$$

$N$ 的垂直梯度，$dN/dh$ 经常记为 $G$。该梯度仅与随高度变化的平均压力相关。这是因为指数函数的导数等于指数乘以自变量的导数，我们得到的梯度大约为每千米 −43 微分指数。在晴好天气下，使用在法国许多地方和经过很多时间周期获得的数据，计算得到梯度的平均测量值大约为 −39，已经考虑到虽然湿度会起很重要的作用，通常水蒸气以一种相当均匀的形式占据空气的更低层，至少远离云层。

回顾第 6 章，折射系数的梯度使射线变成了曲线，曲率半径 $R$ 相对于梯度的幅度为

$$R=\frac{n_0}{\partial n/\partial h}\approx\frac{1}{\partial n/\partial h}=\frac{10^6}{G},\quad \text{其中}\quad G\equiv\partial N/\partial h=10^6(\partial n/\partial h) \tag{8-9}$$

于是，$G$ 的实验值相应于大约 23 000km 的曲率半径，相比于地球表面真实的 6 370km 的曲率半径，折射偏差在典型条件下是很小的，虽然是不能忽略的。然而由于当地温度和湿度的反复无常，在观察的气候温和地区的 $G$ 值可以一年里有 10% 的时间大到 300 和小到 −300。这些值对应于大约 3 000km 的曲率半径，比地球的相应值要小。如果高的可靠性是一个重要的目标，就必须考虑长链路的折射。

文献中关于这个话题的文章(如果没有经验会感到困惑)通常使用一个地球的等效曲率半径而不是直接考虑折射系数梯度的影响。定义如下

$$R_{\text{eff}}=kR_{\text{earth}} \tag{8-10}$$

在这种观点中，认为微波或者光射线在一个面内沿着一条十分直的线路传输，这个面

的曲率是折射补偿后修正的。$k>1$ 对应于地球表面的平坦效应，$k<1$ 则暗指比真实地球曲率更大。经过一些代数推算，可以从式(8-9)推算出 $k$ 关于 $G$ 的表达式

$$k=\frac{1}{1+R_{\text{earth}}\partial n/\partial h}=\frac{1}{1+R_{\text{earth}}G\times10^{-6}}\approx\frac{1}{1+0.00637G}\approx\frac{157}{157+G} \quad (8\text{-}11)$$

从这个方程中我们发现观察的梯度的范围大约是从 0 ~— 157，相应的 $k$ 值范围为 1 ~ 8。(一个无穷大的 $k$ 值表示一个平整效果的地球。)更大的正 $G$ 值将使亚折射增强，这里波束将弯离地球表面；更大的负 $G$ 值将引起管道效应，把波束重新导入地球(如图 8-17 所示)。

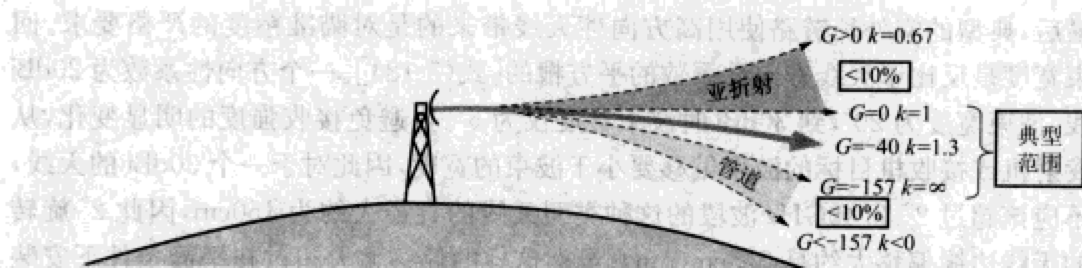



图 8-17　由参数 $G$ 和 $k$ 描述的射线相对于地球的传播路径不同范围

亚折射现象出现在 $n$ 值随高度上升时，尽管这时气压是下降的。这类现象能导致随高度的上升气温快速下降，或者湿度大幅度上升，或者两个同时发生。亚折射是冷湿空气移到暖地面上而引起的特殊结果。这样一个条件在自然大气对流中是不稳定的，这种条件下冷空气会下降到更轻的热空气中，这就解释了少有的亚折射现象，使 $k<1$ 必须要有不同寻常的条件。

管道效应出现在折射系数随高度快速下降的情况下。例如，干燥的空气流到湖或海洋上空，水汽的蒸发将使空气变湿，就产生了管道效应。在一些海洋地区，在水面上大约 20m 范围内会有暂时的管道现象。在大陆性的美国，暖锋面往往会在已经存在的冷空气上滑行，为管道效应创造条件，尤其是在水体上。抬高的管道有时在层积云下方形成。大部分管道效应在气候温和地区是短暂的，除非是发生在海洋上空。长时间的抬高的管道效应在热带可以更经常地观察到。

雨是水，而水的折射系数和对 WLAN 的频率的吸收强度都很高(如图 6-7 所示)，所以可以预料到降水时会有额外的衰减。然而在空气中雨水的实际密度非常小，并且相对于 ISM 波长或者无需授权国家信息基础设施辐射的波长来说雨点是很小的，因此它们的散射是不强的。结果是雨的衰减仅在大雨和 5GHz 波段时是显著的(如表 8-5 所示)。

正像在室内环境中一样，射线沿着多条路径从发射机向接收机传输，可能引起破坏性的干扰，导致多径衰减。但是对于长连接和高方向性天线而言，仅有从地面的间接反射和或者从极少的抬高的管道效应能导致多径效应。多径衰减可以有平静的水面的镜像反射产生。如果主波束没有很好地聚焦在接收天线上，或者由于折射引起发散以至于地面的非镜像反射可以与直射线相干扰，这也都是问题。一对分集天线必须分开

至少半个波长(不可避免地要使用大定向天线)天线,一般足够改善最差效果下的信号衰落。

表 8-5 室外不同频率 WLAN 的衰减与降雨的关系

| 频率(GHz) | 降雨(mm/h) | 衰减(dB/mm) | 频率(GHz) | 降雨(mm/h) | 衰减(dB/mm) |
|---|---|---|---|---|---|
| 2.45 | 25 | ≪0.01 | 5.5 | 25 | 0.04 |
| | 100 | 0.02 | | 100 | 0.3 |

注:摘自 *Antenna Engineering Handbook*,Johnson, pp. 45－49。

最后,典型的室外长链路使用高方向性天线带来的是对瞄准精度的严格要求。回想波束宽度是反比于天线方向性系数的平方根的[式(5-18)]。一个方向性系数为 20dBi 的天线,波束宽度为 20°,到 30dBi 时波束宽度仅为 6°。要避免接收强度的明显变化,从预期发射机或接收机目标的波束偏移要小于波束的宽度,因此对于一个 30dBi 的天线,偏移不应该超过 2°。2.45GHz 波段的这种类型天线的直径大约为 150cm,因此 2° 旋转对应的天线边缘偏移大约是 2.5cm(1in)。虽然这样的偏移大大超过在平静条件下安装的天线所预期的不精确量,但是在大风情况下天线装配和支持结构都暴露于显著的机械压力下,如果不细心,达到这样的偏移是很有可能的。一个商业级的无线电链路通常期望在 10 年一遇的大风中信号强度仅有 10dB 的变化,并且能在不毁坏的情况下度过 50 年一遇的大风。要得到这样的标准,精确的初始瞄准调节和设计很好的坚固严密的安装是不可缺少的。如果使用栅格天线代替实心的抛物面天线,那么装配引起的压力将大大减小,然而将付出方向性轻微减小和前后比显著增大的代价。如果一个给定的基站仅有一个链路时应该考虑栅格天线,虽然在一个位置上放置多个相同或相邻频率的链路时,分离的衰减可能是不可忍受的。

## 8.7 安全注意事项

任何网络的安装都要求关心安装者和用户两方面的安全,但是室外网络涉及许多潜在的危险是室内网极少碰到的。为了方便,将一些重要的预防措施列举如下。

由于有地面整洁的要求,各种室外网常常工作在离地很高处。在有些情况下如果从那个高度下落那是足以杀死人的。一些安全工作事项如下。

- ☐ 如果高于地面 2m(6ft),使用护栏或带有抗震绳的安全带。
- ☐ 在高的屋顶工作时,距没有护栏的边缘 2m(6ft) 之内,必须使用一条伸缩安全绳(俗称 yo-yo),连接的绳子必须能够承受 1500kg(3000p) 的负载,因为这是下落时可能达到的冲击负载。
- ☐ 在任何坡度超过 3∶12 的屋顶上都要穿上安全带。
- ☐ 接近高压线时不要使用导电梯子(铁和铝)。
- ☐ 暴雨天不要在室外安装。

室外安装(天线和塔)都要很仔细地接地。任何给定的基站只有一个地电压是很重要的。应该避免多个独立的地网,因为它们能引起不一致的地电压,不一致的地电压可能引起设备问题和危险情况。于是,交流供电系统、电话系统、塔、天线和任何地下金属管等在这区域内出现时都要连接在一起。对于低功率基站,例如一个安装在居住区的单一的接入点,大约 25Ω 的地电阻就足够了。对于工业和商业基站,例如蜂窝基站排列或包括网络设备和多接入点的基站或者是其他无线电设备,一个小于 5Ω 的系统实地电阻是合适的。

在基站选择期间,土地的电阻系数是要测量的。对于那些熟悉半导体特性的人,这个过程有点怀旧:使用接地棒构建一个大尺寸四点探测器。四个棒插入土地至少20cm,沿一条线均匀分开。为了测量电阻系数,给外面一对棒通电流,测量里面一对的电压。土地的电阻系数(单位 Ω·cm)近似于 $\rho = 633SR$,其中 $S$(单位 m)表示间隔,$R$ 表示四点测量的电阻(电压电流比)。这个信息可以用来确保系统地电阻满足上面的要求。

接地需要使用专门的接地棒,不要依赖地下管道来提供低阻接地。典型的接地棒直径 15mm(0.6in)长 2.4m。这些棒不能有任何的油漆或者其他非导体油漆罩面。通常,使用镀铜的铁棒是安全的。如果土壤的 PH $<$ 5(强酸性土壤)则使用实心铜棒、更大直径的镀铜棒或者使用特殊电解质的棒来使腐蚀最小化。在酸性土壤中,每年都需要检查接地的安全性。接地棒可以以某个角度插入土地中但是深度必须至少达到 75cm。

从接地棒到网络之间需使用 AWG2 号或更大的实心铜线进行连接。为避免冷工作和疲劳时这些线会急剧弯曲。大的塔和建筑物需要用一圈接地棒环绕着。地表系统 3m 范围内的所有金属物体都要连接到它上面,包括金属栅栏、电缆走道、安装在天台的天线、任何系在塔和天线上的支撑物或钢索等。所有内部系统和设备架也都需要接地。绝不使用编织在一起的接地线。没有塔的制造商或者专业工程师对结构进行检查,不应该直接焊接或钻孔作为现有塔的接地。往往在断开接地连接前,需要使用感应电流计对现有的接地连接先做一番检查。断开一个带电的接地连接可能会导致大的感应电流和危险的过电压。避雷器接地位置必须放置在这样一个位置上,这里室外无线电缆(或其他电连接器)通过一面墙传输到室内环境。

一些室外基站将使用备用电池确保在供电线路断开的情况下仍然能够正常供电。这些都是有代表性的酸铅型电池,含有硫酸并且在充电时会释放氢。因此,会有爆炸和暴露于腐蚀性液体的危险。当使用备用电池时,要使用绝缘和护眼工具。

无论何时工作在高压环境下时,都要和一个能够在万一出现事故时提供一定帮助的伙伴在一起工作。不要使用一个接地的腕带。不要混用铝和铜导体。不要用家用的电线为工业设备持久供电。即使当地法律允许,使用在导管中的电缆也要填实,不填实的电缆可能在着火的情况下释放有毒混合物。如果电缆和管道穿过防火墙(一个由建筑法要求的用来在特定时期抵挡火灾的墙),注意,必须用像这种管道内的防火块来确保

防火墙的完整性。

如果基站有任何地震活动的可能性(几乎加利福尼亚州的所有地方),那么电池架、橱柜和其他重的物体都需要牢牢地绑住。任何超过 18kg 的物体都要两个人共同举起。在基站进行挖掘之前,要先检查当地的公用事业或者实用的服务。

如果要发展新的室外基站,要知道除地方政府的允许和地区同意外,还要有美国联邦航空局对高层独立建筑的同意。如果你只是要在塔上固定一个额外的天线,就会被建议到工程师那里得到分析以确保额外的负载是可以接受的。安装在塔上的天线的传输线要包括一个水循环来防止水沿线流入建筑物。电缆要沿电缆管道铺设,不要悬挂 J 状螺栓来支撑。电缆不要安装在梯子的梯级上。

最后,如果你身处一个基站,为蜂窝电话提供商工作,请注意合法基站的辐射功率也可达几百瓦。如果你必须在高功率天线附近工作,要确定当你在那里时它处于非工作状态下。

如果读者需要进行大量的室外安装工作,要考虑回顾(至少)摩托罗拉公司出版的标准和在 8.9 节说明的通信基站安全指南。

## 8.8 小结

室外 WLAN 技术的使用是可能的,有时还是很有用的。如果没有障碍,WLAN 无线电可以很容易地达到几公里范围,但是在实际世界中却有许多的限制。市区的网络覆盖受建筑和树丛的限制。沿着一条直的街区很好地放置访问接入点是可以有效覆盖几百米的范围的。但是信号不会在街角转弯,因此就很难很好地服务到毗邻街区。提供室外网络覆盖的回程电缆的成本能大大地超过网络硬件的成本。这个难题的解决途径包括开发现存的回程链路、网络线和使用少量的高性能访问接入点。

WLAN 技术能够以很低的设备成本提供点对多点数据服务。如果要为一个可行的商业提供足够多的潜在用户,那么基站坐落在一个好的直视覆盖地点是必须的。可以对 802.11 的 MAC 做少许修正后使用,这种做法扩展了为短距离室内应用设计系统的能力。

利用商业可行的天线和访问接入点链路,建筑物网络的点对点网桥就能很容易地实现超过几百米的链路。对于更长的链路,折射、吸收和瞄准精确度等可以在短距离链路中忽略的问题则都要考虑。可以通过高增益天线和好的基站实现几十千米长的点对点链路,虽然当想要得到高吞吐量和服务质量保证时需要考虑更加合适的技术。

室外工作比室内有更多潜在的危险。网络安装人员必须注意高空作业、恶劣的天气、高压电源和高功率射频辐射器可能带来的危险。

## 8.9 补充读物

城区传播

"Prediction of Path Loss in Environments with High-Raised Buildings," F. Frederiksen, P. Mogensen, and J. Berg; IEEE Vehicular Technology Conference 2000, p. 898

"Diffraction Around Corners and Its Effects on the Microcell Coverage Area in Urban and Suburban Environments at 900 MHz, 2 GHz, and 6 GHz," V. Erceg, A. Rustako, and R. Roman, IEEE Trans Vehicular Technology 43, no. 3, August 1994

"A Comparison of Theoretical and Empirical Reflection Coefficients for Typical Exterior Wall Surfaces in a Mobile Radio Environment," O. Landron, M. Feuerstein, and T. Rappaport, IEEE Trans Antennas & Propagation, vol. 44, no. 3, p. 341, 1996

"Propagation Loss due to Foliage at Various Frequencies," J. Dalley, M. Smith, and D. Adams, 1999 IEEE Conf. Antennas & Propagation

"Fading Characteristics of RF Signals due to Foliage in Frequency Bands from 2 to 60 GHz," S. Perras and L. Bouchard, 5th International Symp. Wireless Multimedia, p. 267, 2002

高速有线和光回程

**Understanding SONET/SDH and ATM**, S. Kartalopoulos, IEEE Press, 1999

网格网络

http://wire.less.dk/wiki/index.php/MeshLinks

http://www.pdos.lcs.mit.edu/grid/

"Opportunistic Routing in Multi-Hop Wireless Networks," Sanjit Biswas and Robert Morris, Proceedings of the Second Workshop on Hot Topics in Networking (HotNets-II), Cambridge, Massachusetts, November 2003

"A High-Throughput Path Metric for Multi-Hop Wireless Routing," Douglas S. J. De Couto, Daniel Aguayo, John Bicket, and Robert Morris, Proceedings of the 9th ACM International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom '03), San Diego, California, September 2003

阵列网络覆盖

Comprehensive Site Survey, Sterling University Greens Apartment Housing Complex, Horwitz International April 2003;可以从 Vivato 网站 www.vivato.net 或者 Horwitz International 网站 http://www.wi-fi-at-home.com 获取

长链路

**Microwave Radio Transmission Guide**, Trevor Manning, Artech 1999

推荐的衍射损耗公式:ITU-R P.526-5, 1997

数字地形模型:http://www.terrainmap.com/

安全

http://www.osha.gov/SLTC/constructionfallprotection/index.html

**Standards and Guidelines for Communication Sites**, report no. 68P81089E50-A, 2000;可以从摩托罗拉公司获得

# 附录 1 管理问题

## A1.1 一段历史

最早的在海上无序使用无线电，最终导致1912年4月举世瞩目的泰坦尼克号沉没，美国法律在同年8月授权商务部负责管理美国境内无线电台的许可证。美国的无线电广播大约从1921年开始出现，最初的法律框架实际上承认了频谱所有权属于财产权的组成部分：谁第一个在给定频带上发射广播，谁就拥有这一频段的所有权。然而，法庭在判决时并没有根据这个简单的规则进行，导致广播管理混乱，并对主要的广播市场的发射站产生干扰。1927年，美国国会通过了无线电法案，建立了联邦无线电委员会负责管理无线电频谱。7年以后，FCC取代了联邦无线电委员会。FCC在其最初的几年里执行的是严格的命令与控制管理模式，频谱只向特定地点的特定用户授权，而用户没有权利交易、修改或者分配执照。

几乎世界上所有其他国家都跟着建立了自己的无线电管理委员会来管理无线电和微波频谱。现在，国际电信联盟(ITU)负责协调各国的无线电管理委员会，而所有这些活动都在联合国的主持下进行。国际电信联盟每三年召集各国无线电管理委员会召开一次世界无线通信大会，类似于这样的活动只针对世界一致认可的无线电管理技术，因此无线电管理规则的改革进展缓慢而痛苦。

无线局域网(WLAN)就比较顺利了，随着放松管制的观念逐渐在美国政府中扩散开来，局面从20世纪80年代起发生了变化。在1985年，FCC同意不经授权就可以使用位于900MHz和2.4GHz的(以及在5GHz左右的)工业、科学和医疗(ISM)频段，只是对功率、允许的调制技术以及天线的增益做了限制以减少带来的干扰。5GHz附近的频谱，被称为未经特许的国家信息基础设施(UNII)频段，于1997年成为可用频带。世界各国其他一些管理委员会也有过类似的行动。这些行动的显著成功推动了FCC于2003年允许使用额外的5GHz频谱(如图3-15所示)，并且允许将以前预留给其他用途的频带不需授权就用于UWB通信(如图3-27所示)。

对关于频谱使用管理的合理模型，在政府内外一直存在争论。不经许可而使用频谱的成功实践证实了“公共”模型的可行性，即既不使用详细规范也不使用所有权；另

一方面，用于蜂窝电话的频谱拍卖的成功，证实了市场化使用频谱权利的可行性。这两种模型无论哪一种都无可争辩地超越了20世纪大部分时间采用的命令与控制模型。

回顾一下引起这种不断变化的模型的原因是很重要的。1912年的美国法令所针对的波长为几十米到超过1 600米的范围(即从几十千赫到大约10MHz)。建筑物甚至小山对于这一频段来说都是不可忽视的亚波长障碍物，容易发生绕射，吸收很小，且经常使用很高的功率。典型的直线距离范围可达几十到几百公里。频率低端低于电离层(位于平流层之上的部分电离层)的等离子频率，会被反射，并因此能够传播几百到几千公里。更确切地说，早期的无线电台能够四处广播，仅仅受限于发射功率和干扰，曾经是一个有意义的公共问题。

相反地，我们研究的WLAN的发射更容易控制。对于室内网络，低发射功率结合良好的天线管理以及有帮助的建筑物(厚混凝土或木头墙以及导体覆盖的窗户)，能够在单个建筑中保持大部分的辐射功率。在许多地方，雾会严重影响室外电磁波的传播距离，视距直线传播的情况除外。对室内网络干扰的管理类似于财产所有人对个人财产所有权的管理，室外网络干扰的管理由本地权威机构(城市或县政府)进行。在这种环境下，不需要由政府干预电波的工作。

随着通信的发展，我们使用了更高的频率，且具备了更加智能的电波和天线，用来管理无线电的法规和法令也将不断发展。最终的希望是进一步的改革，目标就是涌现更多低成本发送数据的方法。本附录其余部分对读者同样具有很大的吸引力，虽然比正文要少很多，但还是值得进一步深入阅读。

## A1.2　美国标准

在美国和其他国家，使用无需授权的频谱并不是可以完全不受限制的。这些限制针对总功率、调制方法、天线以及工作环境，以努力尝试使得在指定频带内的干扰最小。进一步对辐射和传导辐射(通过设备的电源线寄生在交流电源系统)进行限制，目的是尽可能减小指定频带外的干扰。设备或产品必须在获得批准后才能上市，批准过程的主要目标在于确保设备满足抗干扰的规范。用户在使用的过程中负责搞清楚产品是否满足规则中的限制。

FCC规则包含在美国联邦第47号法规中，其中第15部分涉及无需授权情况下室外无线电发射机的操作规范。表A1-1总结了关于WLAN应用的某些重要问题。回顾相关规范后就可以搞清楚各种不同的协议对于调制和架构的某些特别的选择。本文对于ISM频段规范(15.247)、UNII频段规范(15.401)以及UWB规范(15.501)特别予以关注。UNII规范曾于2003年10月更新，但还没有正式列入法规。表A1-1用于帮助读者理解法律中包含的具体内容。如果有疑问的话，请查看原文(可以在美国政府发布办公室的网站www.access.gpo.gov上找到)或者寻找适当的法律咨询。

**表 A1-1　联邦法规第 47 条 15 部分总结，截至 2004 年 4 月**

| 节　号 | 标　题 | 总结、摘录、备注 |
|---|---|---|
| 15.1 | 范围 | 本节列出了无需授权操作的许可条件 |
| 15.5 | 常用无需授权操作 | “有意、无意或者偶发的辐射器的操作都必须服从不造成有害干扰这一条件，而且这种由已认证的无线电台、其他有意或无意辐射源、工业科学和医疗(ISM)设备以及偶发辐射源所产生的干扰必须是可以接受的” |
| 15.7 | 测试 | 允许对未认证的设备进行测试，以确保符合法规；在认证之前不允许将设备甚至原型交付给客户 |
| 15.23 | 自制设备 | 允许量少且不对外销售的条件下自制设备。应注意良好的工程实践以确保设备工作符合规定 |
| 15.31 | 达标测量程序 | 你必须向测试实验室付费的原因 |
| 15.33 | 测量频率范围 | 辐射的频率范围测量。从设备产生的最低频率开始(设备工作频率小于 10 GHz)一直到 10 阶谐波或最高到 40GHz。因此，对于 2.45GHz 的设备测量频率上限为 24.5 GHz，对于 UNII 波段上限为 40GHz |
| 15.35 | 脉冲发射机 | 说明如何测量脉冲发射机是否满足对平均辐射功率的要求 |
| 15.201 | 认证 | 所有的专门辐射器(除了 15.23 中说明的自制发射器外)在进入市场前都应该通过第 2 部分中的第 J 子部(法规中单独的一章，本表中没有涉及)的认证 |
| 15.203 | 外部天线 | 所有的设备要么使用内部集成天线，或者通过不容易得到的非标准接头连接到公共天线(多年之前是这样的，但现在已不再如此了)，此外其他的设备都必须使用“专业安装”(professionally installed)的天线。对于后一种情况，由安装工程师负责保证辐射不超限制 |
| 15.204 | 外部功率放大器 | 除非作为核准系统的一部分，否则外部功率放大器和天线不允许进入市场。只有系统获得认证，其天线才能用作专门的辐射器 |
| 15.205 | 仅考虑杂散辐射 | 只有在所列出的频段中允许杂散辐射。在无线局域网(WLAN)中所关注的波段是 2310～2390，2483.5～2500，4500～5150 和 5350～5460(注意：在 11/03 修订版中尚未包含这些频段，如图 3-15 所示) |
| 15.209 | 激励限制 | 15.209 中规定了杂散辐射的限制范围。请注意，对交流电源线的传导辐射限制和低频(<1GHz)辐射限制范围，在本总结中没有具体提到，然而这些辐射可能由于诸如存在本地振荡器而产生，在认证中必须对这种类型的辐射进行测量<br>当 $f$>900MHz 时，距辐射器 3m 处的场强应小于 500μV/m(除第 15.217 条到 15.255 条所给出的特定频段外)。注意上述提到的场强转换到 EIRP 相当于约－41dBm。激励必须小于基频的强度。测量时必须使用能够工作在 1GHz 以上的检波器。对于 3m 外的测量距离，则需根据 15.31、33 和 35 条的规定来确定 |

（续）

| 节　号 | 标　题 | 总结、摘录、备注 |
|---|---|---|
| 15.247 | ISM 波段规则 | 这个规则非常重要而且很长，在本表之后将单独总结 |
| 15.249 | ISM 点对点链路 | 这一条规则显然是专门应用于点对点操作的。在 2400～2483 和 5725～5850 这两个频段内，3m 处测量的场强不能超过 50mV/m（基频）和 500μV/m（谐波）。除谐波之外，来自基频的带外辐射应至少衰减到 50dB 或者低于 15.209（要求已经很低了）的规定。允许对检测值做平均，但是在任何情况下峰值不能超过规定的 20dB |
| 15.401 | UNII 一般规则 | |
| 15.407 | UNII 频段规则 | 对于 UNII 频段来说，与 15.247 是等效的；将在后一个表中总结 |
| 15.501 | UWB 一般规则 | |
| 15.503 | UWB 频段定义 | $f_H$ 和 $f_L$ 是 10dB 高频和低频<br>$f_C$ 是 $f_H$ 和 $f_L$ 的平均值。相对带宽＝$(f_H-f_L)/f_C$　UWB＝相对带宽＞0.2 绝对带宽＞500MHz<br>有几节规则专门针对于 UWB 特殊应用的要求（例如穿墙成像），在这里没有全部总结出来 |
| 15.517 | 室内 UWB 技术要求 | 必须只能够在室内操作；例如：电源线供电，不故意向室外发射，无室外天线。<br>UWB 带宽必须包括在 3 100MHz～10 600MHz 内，等于或低于 960MHz 的辐射必须遵守 15.209 规则。<br>高于 960MHz 时（用 1MHz 分辨率带宽）：<br>EIRP 的限制范围（dBm）：<br>960MHz～1610 MHz　－75.3<br>1610MHz～1990 MHz　－53.3<br>1990MHz～3100 MHz　－51.3<br>3100MHz～10600 MHz　－41.3<br>＞10600MHz　51.3<br>其余的带宽测量时使用分辨率带宽“不小于 1kHz”（还不清楚是否意味着可以等于 1kHz）：<br>1164MHz～1240MHz　－85.3<br>1559MHz～1610MHz　－85.3<br>另外，中心频率为 50MHz 的最大辐射，其 EIRP 小于 0dBm |
| 15.519 | 手持设备 | 技术要求是相似的，当然，这些装置也是可以在户外使用的 |
| 15.521 | 其他 UWB 应用 | UWB 不能用于玩具，舰载航空器、船舶和卫星。辐射最大的频率点必须包含在 UWB 带内 |

对于法律修订者和网络安装者而言，研究特殊的限制和漏洞是非常重要的。FCC15.5b 对规范的目的进行了陈述：无需授权无线电设备不得制造有害的干扰，并必须接收遇到的任意干扰。这样的基本框架所要确保的结果是要求所有的无需授权无

线电设备在出售前获得认证(15.201)。此外,该规则旨在允许使用那些已由特定的发射机认证的天线和功率放大器(15.203,15.204)。但是,这种监管机制存在几个漏洞。首先,15.23 明确允许小批量制造自制(home-built)的无线电设备,但不能出售。然而,在 15.203 中暗示,如果系统是专业安装,则可以使用没有经过认证的天线。

一个负责任并且希望使用网络的公民该如何来理解这部法规呢?(注意以下是作者的个人观点,而不是法律观点。)首先,不要危害别人。要记住 FCC15.5b 所规定的法律义务与你对其他频谱用户的道德义务是相同的:避免有害的干扰。在建立自己的网络时恰当地考虑邻居们的利益将会避免大多数争吵。15.23 提供了第二条重要的指南:"应该采用良好的工程实践以确保设备在法规的限制内运行"。在这里,良好的工程实践的含义是(例如)在更换一个合格的天线以前,使用者至少应该使用发射机的标称输出功率以及制造商标定的天线功率增益进行计算,以证明该天线能够满足法规要求。对已认证的任何系统的其他改动同样也需要验证。根据我的经验,FCC 虽然还比较开明,但在技术上存在一定的官僚作风。然而请注意,15.204 很具体地指出禁止使用未经认证功率放大器:即使通过计算和测量表明,处于规定限度的范围内,也会存在一定的风险!

商业无线电设备的设计者和制造商被明确允许开发和测试其硬件,但禁止设备和产品通过认证前在市场上公开出售。认证是一个复杂且规则限制严格的过程。

表 A1-1 总结了 FCC 第 15 部分中与无线局域网最相关的内容。部分规范是围绕场强来制定的。3m 处的场强用 dBμV/m 表示,转换为用 dB 表示的等效全向辐射功率(EIRP),即从 1mW(dBm)中减去 95.2dB。

## 15.247:ISM 频段操作

频率覆盖范围:2400MHz~2483.5MHz,5725MHz~5850MHz。

"跳频系统的跳跃通道载频之间应相隔最少 25kHz 或者跳跃通道带宽为 20dB,无论哪一个条件都是很严格的。该系统应按照跳频伪随机顺序表以跳跃速率选择跳转到另一个通道频率。每个发射机必须平均地使用所有频率。系统接收机的输入带宽应与其相应发射机跳频通道带宽相匹配,并与发射信号频率同步改变。"

在 2400MHz~2483MHz 频带内的跳频系统:至少使用 15 个非交叠的通道。在整个周期(时间为 0.4×通道数)内占用任意通道的时间必须小于 0.4s。对于 1W 的传输功率,系统允许使用 75 个通道;其他任何的跳频系统被限制在 1/8W。

在 2400MHz~2483MHz 和 3725MHz~5850MHz 这两个频带内,允许使用数字调制技术;6dB 带宽应该大于 500kHz,最大的传输功率为 1W。(注意:不再要求扩频,这一点在原有规章是有明确要求的。因此,802.11b 的补码键控以及包二进制卷积编码调制,虽然对增益没有实质上的改善,现在已经正式合法了。)

2400MHz~2483MHz:天线增益>6dBi(dB 相对各向同性天线),天线增益高 1dB,功率就必须降低 1dB,也就是说,将 EIRP 限制到 36dBm。然而,如果系统仅用于固定

点对点应用，增益超过 6dBi 时，则每多 3dB 功率必须降低 1dB。

5725MHz～5850MHz：固定的点对点连接允许使用任意增益的天线，并且不要求降低功率。使用这些选项的专业安装工程师必须确保系统只用于点对点应用。

所有的系统必须保护公众不受 RF 能量的伤害；见 1.1307(b)(1)部分内容。

带外：在目标频带外的任何 100kHz 频带中，辐射能量必须至少比带内具有最大有意辐射功率的 100kHz 内的辐射能量小 20dB(典型情况下，该 100kHz 是以辐射中心频率或者接近辐射中心频率为中心)。

在 15.205 里定义的限制频带内的辐射必须包含在 15.209 所规定的限制内。

数字调制系统：在连续传输的任意时间内任何 3kHz 频带内对天线的传导辐射不超过 8dBm。

协调：每个发射机都能够各自调整频率跳步来避免干扰，但是多发射机之间的协调是不允许的。(这似乎是一种防范措施，避免只是简单地要求所有发射机都跳频，这样做的后果是将填补所有频带并会超过辐射功率的限制。)

## 15.407：UNII 波段操作

旧规则如下。

5.15GHz～5.25GHz：功率必须低于 50mW 或(4dBm＋10logBW)(BW 是用 MHz 表示的 26dB 带宽)。

5.25GHz～5.35GHz：功率必须低于 250mW 或(11dBm＋10logBW)，在任何 1MHz 内不超过 11 dBm。如果天线增益大于 6dBi，则天线增益每多 1dB，功率就减小 1dB，即保持恒定的 EIRP

5.725GHz～5.825GHz：功率必须小于 1W 和(17dBm＋10logBW)两个值中的较小的值；在任何 1MHz 频段内不超过 17dBm。如果天线增益大于 6dBi，则功率相应减小以保持 EIRP。然而，只用于固定点到点链路的系统可使用任何增益，最高可达 23dBi 而不降低功率。超出 23dBi 这个增益限制时，根据 23dBi 的天线增益，降低功率以保持恒定的 EIRP。操作员或专业的安装工程师只负责确保系统的点对点使用。

峰值功率必须使用经过 RMS 电压校准的仪器来测量，调整检波器的响应时间等参数，以获得真实的峰值测量。包络的峰值比传输功率的峰值应不高于 13dB。

杂散辐射

5.15GHz～5.25GHz 设备：带外所有杂散辐射的 EIRP 小于－27dBm/MHz。

5.25GHz～5.35GHz：除了系统可以在上面设定的规则内在 5.15GHz～5.25GHz 内辐射以外，其余与上条相同。

5.725GHz～5.825GHz：带外 10MHz 内，小于－17dBm/MHz。超过带外 10MHz 的边界，小于－27 dBm/MHz。

频率小于 1GHz 时，辐射必须遵从 15.209 规则，交流电源的传导辐射必须满足 15.207 规则；在这里，对所有的有意辐射源的要求应服从 15.205 规则。

工作限制

5.25GHz～5.75GHz：天线必须作为整个设备的一个完整的部分，而且只允许在室内工作。

注意，最近 UNII 已经修改了对频带的要求(FCC 03－287，2003 年 11 月)。但这些变化目前还没有在官方公开发布的规则中得到反映。未来的规则将做如下改变：

5.25GHz～5.35GHz 和 5.47GHz～5.725GHz：峰值功率必须小于 250MW 和(11 dBm＋10×log(BW))这两者之中较小的那一个，这里 BW 为用 MHz 表示的 26dB 带宽，任意 1MHz 内的功率谱密度必须小于 11dBm/MHz。如果天线增益大于 6dBi，功率必须降低来保持 EIRP 和谱密度。这与以前只用于 5.25GHz～5.35GHz 的要求是一样的。

5.47GHz～5.75GHz：目标带外的杂散辐射强度必须小于－27dBm/MHz EIRP。

**发射功率控制**：工作在 5.25GHz～5.35GHz 以及 5.47GHz～5.725GHz 频段上的设备必须能够降低功率使得 EIRP 不超过 24dBm(允许的最大 EIRP 为 30dBm)。如果设备发射峰值功率的 EIRP 不超过 500mW，则可以不考虑控制功率。

**动态频率选择**：工作在 5.25GHz～5.35GHz 以及 5.47GHz～5.725GHz 频段上的设备必须具有灵敏度－64dBm 以检测到雷达脉冲(对于高功率设备；EIRP 小于 200mW 的设备要求可以放松到－62dBm)。在 UNII 设备开始使用一个新的信道之前，必须首先用 60s 的时间检查是否有高于灵敏度的雷达信号传输。如果发现雷达信号，那么设备有 10s 的时间来清空这个通道(包括 200ms 的正常数据传输，其余为通道移动时管理帧做调整需要的时间)，检测到雷达信号的通道必须在 30min 之后让出信道。

## A1.3 欧洲标准

欧洲各国各自的政策法规仍然在欧洲体系中运行，不过欧洲国家共同体(欧盟)正在协调各国，让他们在欧洲电信标准研究所(ETSI)和欧洲无线通信委员会(ERC)倡导的框架下工作。

在撰写本书的同时，ETSI 的文档已可从 ETSI 的网站 www.etsi.org 自由下载(注册后)。下面简要总结了 ETSI 文档中关于未授权频段管理的重要部分。

### A1.3.1 ISM 频段：ETSI EN 300 328 V1.5.1

最初的 ISM 频段文档 EN 300 328 发布于 1994 年 11 月。最近的文档，版本号为 1.5.1 于 2004 年的 3 月发布，并且一直在等待最终的批准(本文写于 4 月)。以下给出了关键的技术指标。这个文档提供了关于认可测试过程的大量信息，因此对于参与测试的读者将是非常有用的参考。

第一部分：ISM 频段从 2.4GHz 扩展到 2.483 5GHz。

第四部分：EN300 定义了两种不同的功率标准。跳频(FHSS)调制至少需要 15 个通道，通道之间由带宽至少为 20dB 的信号所间隔，并且每个通道驻留的时间不超过 0.4s。任何不满足上面要求的调制都被认为是直接序列扩频。

对于所有的系统，以及所有天线和发射功率组合，EIRP 都被限制在 100mW(20dBm)之内。对功率谱密度有更多的限制。对于 FH 系统，允许 EIRP 为 100mW/100kHz，而对于直接序列系统只允许 10mW/1MHz。[这里请注意，例如，即使是 16MHz 宽的正交频分多址(OFDM)信号也无法使用 10mW/1MHz，因为总功率将达 160mW 将会超出对总 EIRP 的限制。]

对"窄带"杂散辐射和"宽带"杂散辐射的限制是分开的。采用这种方法是为了允许本振及其谐波存在泄露，其中总功率包含于一个很窄的谱线中，如果明确指出需要限制宽带辐射，就必须使用功率谱密度来表征宽带杂散辐射。在 1GHz～12GHz 这个范围内，工作状态下，窄带发射机的辐射被限制在－30dBm，而宽带发射机的辐射须小于－80dBm/Hz(也即－20dBm/MHz)。在待机模式下，只需要更低的功率等级，对于接收机杂散辐射还制定了更加严厉的标准。

第五部分：对关于专门设备与标准的符合性验证测试需要进一步的深入讨论。

### A1.3.2　HiperLAN 频段 ERC/DEC(99)23 和 EN 301 893

欧洲针对 5GHz 操作的原始规则似乎基于欧洲电信委员会的一个文件 ERC/DEC(99)23，即"1999 年 11 月 29 日的关于协调频段用于高性能无线局域网的引入的 ERC 决定"，全文可以从网址 http://www.ero.dk/documentation/docs 得到。

一些关键的要点如下所述。

- ❑ 5150MHz～5350MHz 和 5470MHz～5725MHz 被指定为 HiperLAN 专用频带。
- ❑ 较低的频带用于室内无线网络，最大允许的 EIRP 为 200mW。
- ❑ 较高的频带可以用于室内或室外无线网络，最大允许的 EIRP 为 1W。
- ❑ 以下为强制特征。

① 发射功率控制。

② 动态频率选择，以使得在整个 330MHz(或者 255MHz，只使用较高频段)带宽上通道负载的均匀分布。

最新的 ETSI 文档 EN 301 893 提供了指标的更多细节。下面列出几个关键的要点。

- ❑ 正常的通道中心频率以 5 180MHz 为起点，然后每增加 20MHz 为一个中心频率，一个持续到 5 320MHz；然后跳过 5 500MHz，然后再次每隔 20MHz 一个中心频率，一直增加到 5 700MHz(在频带的边沿有 30MHz 的保护频带)。
- ❑ 中心频率的稳定度达到正负百万分之二十。
- ❑ 对于较低频段，EIRP 应该小于 23dBm；对于较高频带，EIRP 应该小于 30dBm。
- ❑ 对于低频段，功率频谱密度(EIRP)应该小于 11dBm/MHz，对于高频段，应该小

于 18dBm/MHz。

□ 发射功率控制的范围在这些限制条件下应至少达到 6dB。

□ 带外杂散辐射:1GHz 以下规范很复杂,1GHz 以上时,要求非常简单:1MHz 以内 EIRP 为 30dBm。

□ 动态频率选择应该使得整个频段内频谱负载均匀。动态频率选择的功能类似于 FCC 03 287(来源于 ETSI 文档)中描述的那样:接入点在启动过程中必须检查雷达干扰、通道的使用情况,如果检测到雷达,则放弃使用该通道 30min。客户端和接入点(在这里分别对应主从设备)是有明显差别的,这一点在 FCC 03 287 中并没有明确指出。

这里还提供了关于符合性测试包的深入讨论。

还有一个令人惊喜的好消息就是,似乎美国和欧洲在这一领域的规范最终将会合理地整合在一起。

## A1.4 日本标准

在日本,邮电和电信部负责制定无线电频谱的使用规则。邮政和电信部将制定标准的职责委托给无线电工业和商业协会(ARIB)。设备的认证由电信工程中心负责。

下面简要总结了 2.4GHz ISM 频段的使用规范,正如 2003 年 3 月发布的 2.1 版的 ARIB 标准 LSTD-T66 总结的那样,“第二代低功耗数据通信无线局域网系统”。这个规范在过去的几年中经历了一些重要的改变。例如,允许超出整个 ISM 频段,这在最初发布的 802.11 标准中是不被允许的。

□ 频带地址:2400MHz~2483.5MHz

□ 直接序列或 OFDM 系统

发射功率小于等于 10dBm/MHz,EIRP 小于等于 12.14dBm/MHz

最小带宽为 500kHz,最小过程增益为 5:1

□ FH 或混合 FH/DS 或 FH/OFDM 系统

发射功率小于等于 3dBm/MHz(注意 10dBm 的限制仅适用于 2400MHz~2427 MHz 和 2470.75MHz~2483.5MHz

驻留时间小于 0.4s,必要带宽小于 26MHz

□ 99%带宽大于 500 kHz

□ 载波频率正负 50ppm

□ 发射杂散输出:

10MHz~2387MHz:小于等于−26dBm/MHz

2387MHz~2400MHz:−16dBm/MHz

2483.5MHz~2496.5 MHz:−16dBm/MHz

2496.5MHz~8000MHz: −26dBm/MHz

□低于 1GHz 时，接收杂散输出小于 −54dBm/1GHz，1GHz～8GHz 时小于 −47dbm

□天线

a. 功率增益最大 12.14dBi。

b. 段落(3.6(2)a)令人非常困惑，它似乎表明，对于扩频系统只要 EIRP 小于 22.14dBm，或者对于使用 ISM 中心频带的 FH 系统 EIRP 小于 15.14 dBm，就可以使用高增益的天线。

c. 对于扩频系统，天线垂直和水平方向图的半功率波束宽都必须小于 360 (16mW/EIRP 每 MHz)。对于工作在 2427MHz～2470MHz 中心的 FH 系统，相应的标准为 360(3.3mW/EIRP)。这样做的目的是确保对于高 EIRP 的区域的干扰最小。

□干扰保护。

a. 用户应该可以改变工作的频率并且关闭发射

b. 提供了两条关于 RFID 和业余无线电共存时的讨论；基本的指导原则如下：

① 预先存在的基站有优先权

② 专家应在激活新基站之前进行调查并且处理解决干扰问题

到目前为止，还没有明确的工作频率为 5GHz 的相应规范。

## A1.5　中国标准

中国的无线电规范由中华人民共和国信息产业部制订。这些规范没有找到英文版本，在我夫人 Nina(中国香港人)的帮助之下获得了中文版本，并由 RIQ 公司的 Franz Chen 翻译成了英文。

大多数关于 2.4GHz～2.4835GHz ISM 频段规范的最近修改为 2002 年 8 月 23 日 MII 第 253 号通知。该通知制定如下规则：

□天线增益小于等于 10dBi，EIRP 小于等于 20dBm

□天线增益大于等于 10dBi，EIRP 小于等于 27dBm

□天线增益小于等于 10dBi，直接序列功率谱密度小于等于 10dBm/MHz

□天线增益大于等于 10dBi，直接序列功率谱密度小于等于 17dBm/MHz

□天线增益小于等于 10dBi，FH PSD [PT5]小于等于 20dBm/MHz

□天线增益大于等于 10dBi，FH PSD 小于等于 27dBm/MHz

□载波频率为±20ppm

□带外“传送”功率小于等于−80dBm/Hz(小于等于−20dBm/MHz)

□超出±2.5(载频)时的辐射功率

a. 30MHz～1000MHz：≤−36dBm/100kHz

b. 2.4GHz～2.4835GHz：≤−33dBm/MHz

c. 3.4GHz～3.53GHz：≤−40dBm/MHz

d. 5.725GHz～5.85GHz：≤－40dBm/MHz

e. 1GHz～12.75GHz 的其他频段：≤－30dBm/MHz

带外辐射的要求多少有些令人迷惑。这种使用多载频的情况或许应该参考传输宽度，否则将很难理顺指定的频带。

无线局域网、无线接入系统、蓝牙、点对点以及点对多点系统等应用，都已根据商业和工业的偏好分配固定的工作频率。发射机使用一体化的天线，而禁止交换使用天线或者是增加额外的功率放大器。设备在使用前必须按照 1998 年的第 178 号通知进行认证。尽管除了消除冲突部分以外对干扰没有制定其他规则，用户还是必须到当地管理部门去注册。允许在获得当地管理部门的许可后在农村地区使用点对点扩频，但禁止在城区使用。

MII 在 2002 年 7 月的第 277 号通知中阐述了 5.8GHz 频段的规范，也适用于 5725MHz～5850MHz 频段。允许点对点和点对多点扩频、WLAN、无线宽带接入、蓝牙以及车载语音识别等具体应用。

技术规范如下。

- ☐ 发射功率<27dBm
- ☐ EIRP≤33dBm
- ☐ 功率谱密度≤13 dBm/MHz，EIRP PSD≤19 dBm/MHz
- ☐ 载波频率±20ppm
- ☐ 带外传输功率≤－80dBm/Hz(例如≤－20dBm/Hz)
- ☐ 辐射功率为

a. 30MHz～1000MHz：≤－36dBm/100kHz

b. 2.4GHz～2.4835 GHz≤－40dBm/MHz

c. 3.4GHz～3.53GHz：≤－40dBm/MHz

d. 5.725GHz～5.85 GHz：≤－33dBm/MHz

e. 1GHz～40GHz 的其他频率：≤－30dBm/MHz

参考“2.5 倍的载频”实际上受到信号带宽的控制。正如第 253 号通知阐述的那样，设备必须使用一体化天线，禁止交换天线或者增加功率放大器。用户须根据第 226 号通知为占用频带而付费，并且需要获得当地相关部门的批准。点对点或者是点对多点通信系统、无线基站以及固定基站都需要获得许可。连接到公共网上也需要得到电信公司的许可。当地政府当然也可以将这一频带用于汽车识别或者交通控制。

从法律上得到认可的固定带宽基站得到保护不受干扰影响，其他的无线基站必须自行解决抗干扰问题。所有的设备必须从国家无线电管理办公室得到一个认可的“模型”。并且设备不经许可不能出现在市场上。

## A1.6 小结

世界范围内关于无需授权操作的规则一直在随着技术的发展而变化。当你拿到

本书时(甚至我最早拿到这本书时!),这里描述的有些东西都已经改变了。这里没有检查来源资料是否更新。在APEC电信和信息工作组的网页(www. apectelwg. org/apec/alos/osite_1. html)上,提供了很多亚洲及其他一些国家关于电信规则的非常有用的链接和网址。其他相关网站如下所列。

国际电信联盟,无线电分部:www. itu. int/ITU-R/

ITU-R世界无线电大会网站:www. itu. int/ITU-R/conferences/wrc

美国联邦通信委员会:www. fcc. org

美国联邦法规第47章:http://www. access. gpo. gov/nara/cfr/waisidx_03/47cfr15_03. html

欧洲电信标准研究所:www. etsi. org;

欧洲无线通信委员会:http://www. ero. dk/documentation/docs

日本邮电和电信部无线电相关法律:www. soumu. go. jp/joho_tsusin/eng/laws. html

日本无线工业和商业协会(ARIB):www. arib. or. jp/english/index. html

日本电信工程中心(TELEC):www. telec. or. jp/ENG/index_e. htm

中华人民共和国国家无线频谱管理中心:http://www. srrc. gov. cn/(中文)

## A1.7　补充读物

"The Federal Communications Commission," R. Coase, The Journal of Law and Economics, vol. II, p. 1, 1959

"Spectrum Management: Property Rights, Markets, and the Commons," G. Faulhaber and D. Farber, from "Spectrum Policy: Property or Commons?" Stanford University, Stanford, CA, USA, March 2 and 3, 2003

# 附录 2 测量工具

## 射频工具箱

在将射频信号应用于通信时，有 4 种有用的或者不可或缺的工具：频谱分析仪、网络分析仪、信号发生器和矢量信号分析仪。

频谱分析仪只是一个带显示屏的无线电接收机。它用一个本地振荡器把接入的射频信号转化为中频信号，经过滤波再把它接到一个检波器，根据接收带宽内的功率产生一个相应的电压(图 A2-1)。通过实时地产生频率曲线，在屏幕上显示出描述分析仪接收的信号的功率谱密度(即给定频率范围内的功率) 的图表。频谱分析仪可用来检测带内功率、信号失真(通过查找发射频谱形状的变化) 以及虚假信号输出。

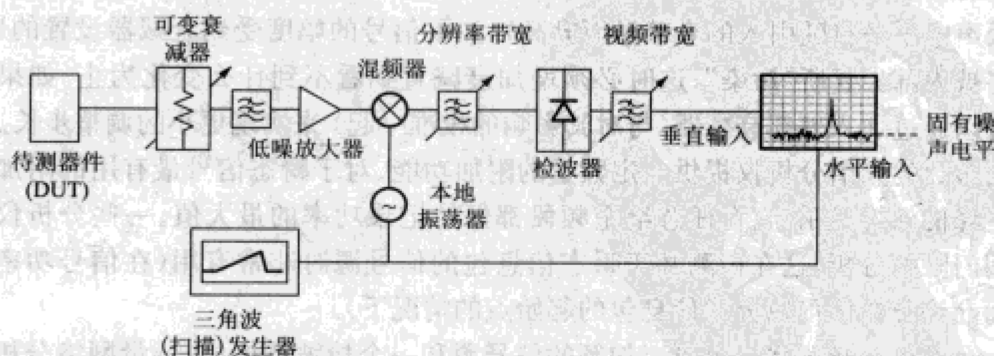



图 A2-1　频谱分析仪结构图

现代频谱分析仪的功能显著多样化：在顶级的商业工具中，有些工具工作频率从 10kHz 延伸到 26GHz 不是特别难的事情。其测量频率能够覆盖任意范围，或者它可以扫描涵盖在仪器整个频段中的任意频段(扫描频率范围)，其扫描时间能够在毫秒和几十秒或几百秒之间变化。接收器的中频带宽[通常称为带宽分辨率(RBW)]能够近似在同样大的范围内变化，典型地从几百赫到 1MHz ~ 5MHz。

在大多数情况下，由一个三角波发生器驱动压控振荡器来完成对感兴趣的频率范围的扫描。在将检波器产生的电压应用于对显示屏进行垂直偏转控制前会经过滤波，

这个滤波器的翻转响应时间被称为视频带宽。视频带宽需要做得足够大以便对扫描功率的快速变化做出反应：对于一个理想的 CW 信号，这个时间[扫描时间(RBW/span)]是近似的。这是因为基于傅里叶变换的性质，一个带宽为 RBW 的信号变化速率不可能超过(1/RBW)，设计一个测试的最典型的措施是确保视频带宽近似等于 RBW。可取的最短扫描时间大约是($span/RBW^2$)。对于带宽为 1MHz 和 80MHz 的信号(覆盖了工业、科学和医学的频段)的扫描，其最小扫描时间将是 80μs，通常，扫描时间可取几毫秒。

就像其他的无线电接收机一样，频谱分析仪的动态范围是有限的。然而，不同于大多数无线电接收机的是，这个范围在两个端点都是可调的，这就使用户在捕获大信号和小信号时都拥有较大的适应性。分析仪的固有噪声电平随分辨率带宽的变化而变化：回顾第 4 章，进入无线电接收机的热噪声量与带宽成比例，因此缩减带宽会减小噪声。因为 RBW 的典型值可以至少在 1MHz～1kHz 的范围内变化，所以这会产生大的影响。当需要从噪声中提取小信号时，必须用窄的 RBW。大多数分析仪同时会有视频平均功能，如果信号在每次扫描时都相同的话，这个措施会有助于降低噪声。(然而，对于像 802.11 信息包这样的瞬态信号，太窄的 RBW 会导致仪器响应太慢：短于(1/RBW)的信息包对于分析仪来说是看不见的。)

当大信号接入到分析仪中时，分析仪中的失真可能会引起寄生谐波或奇异阶失真等问题，从而误传被测器件的真实信号。任何给定信号成分的原点都可以根据在改变衰减器的设置(典型地以 10dB 为一步)时获得的经验来设定。因为可以通过调整频谱分析仪的增益来补偿衰减量，所以任何真实的外部信号都将不会对其产生影响(虽然固有噪声电平必将随引入的衰减量而升高)。如果信号的幅度受到衰减器设置的影响，信号将被内部失真所"污染"；这时必须增加衰减直到看不到什么变化为止。如果需要的话可以通过加入外部衰减器(与对其影响的校准一起)来实现更小的调整步长。

大多数的频谱分析仪提供一定数量的附加功能。对于瞬态信号最有用的附加功能之一是峰值保持显示，它在任意给定频段都保持记录功率的最大值。一些分析仪提供带时间门限的分析，这在检测基于瞬态信息包的信号源时非常有用(在信号功率足够大从而允许分析仪可以分辨信息包的起始点的情况下)。

一台网络分析仪由一个可以扫频的信号源和一个检波器构成。标量网络分析仪的检波器只对幅度敏感，矢量网络分析仪同时还能检测信号相对于源的相对相位(图 A2-2)。网络分析仪通常可以同时表现传播信号和反射信号，它在微波环路和系统描述方面有很多应用。例如，网络分析仪可以连接到天线上以测量其反射信号：反射信号最小的频率通常是那些大部分入射功率被辐射出去的频率，因此就确定了天线有用的频段。标量和矢量网络分析仪广泛地用于环路设计和检测中。矢量网络分析仪可以将结果绘制成多种形式，包括常规的功率或者反射系数随频率变化的直方图，以及有助于观察复数反射或传输系数的史密斯圆图(见附录 3)。

校准对于网络分析仪来说是个很重要的问题。标量网络分析仪容易校准，甚至在许多情况下使用时不需要校准，这是因为如果保持较短的电缆长度并且连接器经过合

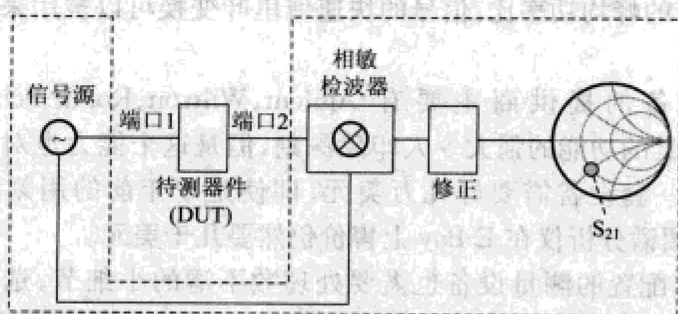



图 A2-2　矢量网络分析仪

适的预热，电缆和连接器的损耗通常是很小的。矢量网络分析仪则可能需要小心地校准，因为典型的测量设置会产生巨大的相移。(在 2.4GHz，两条长 0.5m 的电缆对应大约 77rad 或 4430° 的相位，系统相位的微小变化将完全改变相对于待测物体的相对相位)。现代网络分析仪拥有成熟的数字校准功能，但要获得精确结果仍需要严格的校准标准和小心的测量。

信号发生器提供测试信号。是一种历史悠久的设备，通常称为扫源，能够产生可在一定频段内扫描的单一频率的信号。信号可以采用简单幅度调制，现代的任意信号发生器(也称为矢量信号发生器)包括了成熟的数模转换器，因此可以产生适用于各种无线本地网络、蜂窝电话的通信协议的信号，或者只是任意其他信号源的信号(图 A2-3)。通过在软件中提供给定信号类型(例如正交频分多址报文信号)的特征，任意信号发生器可以数字地合成所需的基带模拟信号。任意信号发生器可以作为信号源来检测发射机对实际输入信号的上变频和放大性能，或者上变频至有效功率放大器或接收机的性能。

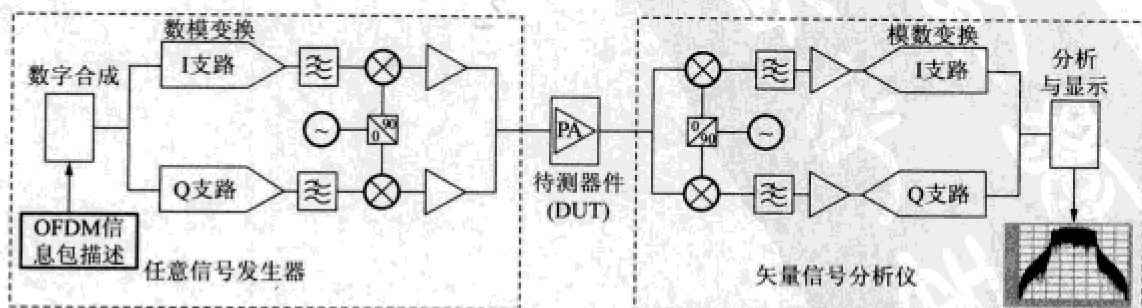



图 A2-3　任意信号发生器与矢量信号分析仪的示意图

矢量信号分析仪(习惯上也称为矢量网络分析仪)是示波器的一种数字化奇特变种。它们把接收信号下变频和解调为 IQ 基带成分，然后将信号显示为多种有用的视图。信号电平可以用复平面来描述从而实现可视化，这些平面通过对调制方式(例如 4 位相移键控或者 16 位幅度调制)采用的采样时间设置门限来形成。误差矢量值同样可以用软件来定量提取以补充可视的显示图。对幅度随时间变化的曲线和对幅度的概率分布

可以用来测量信号的峰均功率比。信号的快速傅里叶变换可以被用来提取用报文表示信号的频谱。

微波测量设备的提供商主要有 Agilent、Wiltron、Rohde-Schwarz、Anritsu 和 Tektronix。现代工具的功能的强大令人印象深刻，但是这个能力也对应了令人印象深刻的价格：全新的一套设备需要好几万美元。即使是十年前的用刻度盘控制频段的 Hewlett-Packard 频谱分析仪在 E-Bay 上售价仍然要几千美元。

一台经过适当配置的测量设备也需要处理数不清的小细节。选择高质量的电缆（见第 5 章）是使工作顺利进行的必不可少的因素。在进行关键性测量前必须确定电缆的损耗，功率计（一种测量宽带信号总功率的简单工具）可以被用来很好地校验绝对功率，但是一台良好保养的频谱分析仪通常将给出精度高于 1dB 的相同结果，适配器会给你提供很大帮助：不管你买的是什么电缆，它的端口与你需要检测的设备进行连接的连接器经常是不匹配的。连接型衰减器经济实用，可被用来把功率放大器返回的信号抑制到检测设备可以忍受的水平；它们可以一组串联起来以获得大的衰减值。进行失真测量时，在把信号接到设备前可用连接型低通滤波器去除信号源的谐波。如果你没有可用的网络分析仪，可以用一个定向耦合器来对反射进行标量测量，这种耦合器把一条传输线上的前向和后向波分别送向不同的端口。

# 附录 3 反射和匹配

## A3.1 反射系数

在大多数讨论中，我们都假定发射机、传输线和天线匹配良好，以使功率从一处全部传到另一处。如果不匹配将会发生什么情况呢？我们怎样度量它与理想状况的偏差，我们该怎么应对这种偏差？在此附录中，我们将对反射系数和阻抗匹配作一简要介绍。

在微波领域，端口指的是一种微波环境与另一种微波环境的连接接口——例如，由电缆到天线的连接。沿着电缆传播的信号会由于天线阻抗不匹配而被部分反射（图 A3-1）。

反射信号与入射信号的比值就是反射系数

$$\Gamma = \frac{v_{\mathrm{ref}}}{v_{\mathrm{inc}}} \tag{A3-1}$$

反射系数一般为复数，因为入射波和反射波的相位一般不同。反射系数与从端口 1 看过去的阻抗相关

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \tag{A3-2}$$

$Z_1$（一般为复数）是端口 1 的阻抗，$Z_0$ 为传输线的特性阻抗，典型值为 50Ω。回忆以前学过的知识，对于一个电容值为 C 的电容，在频率为 $f$ 时的阻抗为 $Z_c = 1/(\mathrm{i}\omega C)$，对于电感，阻抗为 $Z_L = \mathrm{i}\omega C$，此时 $\omega = 2\pi f$。

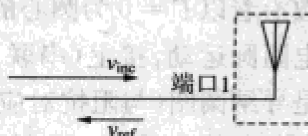



图 A3-1　反射信号

反射系数的幅度总是小于 1（如果端口 1 接的是有耗负载），其值在开路（负载阻抗无限大）时的 +1 和短路（负载阻抗值为零）时的 −1 之间变化，这很容易由公式 A3-2 证明，反射系数幅度的分贝值通常称为*回波损耗*；从名字就可以看出，损耗是由于入射

信号被反射到发射端而形成的。

在沿着电缆不同的位置进行测量，反射系数的相位会发生相应的变化，因为往右移入射波的相位增加，往左移反射波相位增加。由于电压比值随着相位的不同而不同(参看第 2 章)，当测量平面每移动一个波长时，$\Gamma$ 的相位变化 $4\pi$。由于任何位置的总电压值都是入射波与反射波的叠加，所以总电压值会随着电缆上位置的不同而不同。最大电压幅度与最小电压幅度的比值称为*驻波比*。(这种看上去有点古怪的参数的重要性，部分归因于历史，在微波相位很难测量的时代，用检波器沿着波导测量不同点处的功率值相对容易一些。) 参考方程 A3-2，很容易写出驻波比与反射系数的关系式

$$VSWR=\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \tag{A3-3}$$

在复平面内画出与某个特定复阻抗相关的反射系数图，标出相应阻抗值，就可以得到一个非常重要的用于匹配和微波电路其他处理方面的图形工具，*史密斯圆图*。(这种操作形式上称作*保形变换*；圆图变换到圆图而角度不变。) 图 A3-2 显示了一个简单的圆图。

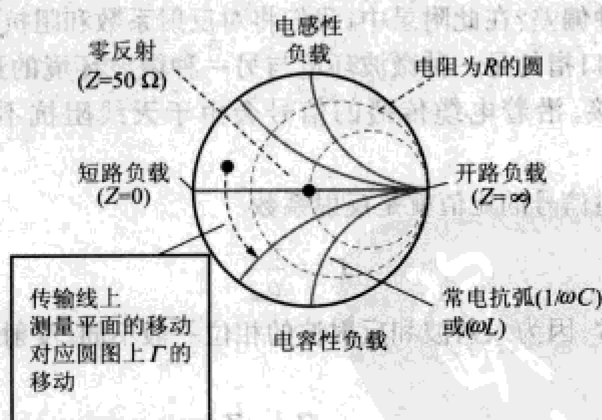



图 A3-2　史密斯圆图

史密斯圆图将一个无限大阻抗半平面区间映射到一个有限区域(半径为 1 的圆)。对于在端口 1 加上任意的负载，史密斯圆图能提供一个关于反射系数的有用的直观认识。传输线长度增加，使反射系数沿着以 $\Gamma=0$ 为圆心的圆运动(如图 A3-2 所示)。接上电容或电感使反射系数沿着常电阻圆运动，接上(串联) 电阻使 $\Gamma$ 沿着常电抗弧运动。史密斯圆图另一个很好的性质是导纳圆图(与阻抗对应，对应于并联而不是串联) 可以由图 A3-2 以 $y$ 轴为对称轴做镜像得到(如图 A3-3 所示)。

## A3.2　一个简单的匹配例子

让我们看一个非常简单的匹配例子。对于方形铜贴片做成的微带天线在谐振频率的输入阻抗为实数值 120Ω(参看 5.6.6 节)。由方程(A3-2) 可知，如果直接接 50Ω 的传

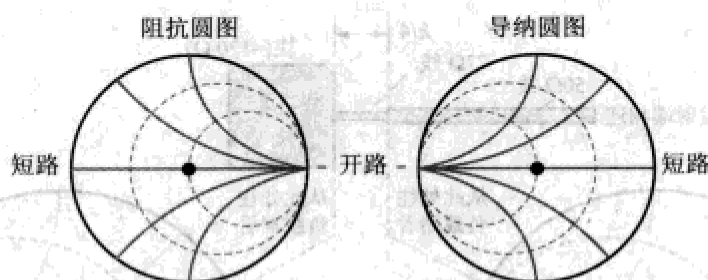



图 A3-3　导纳圆图是阻抗圆图的镜像

输线，贴片的反射系数为

$$\Gamma = \frac{120-50}{120+50} \approx 0.4 \equiv -7.7\text{dB} \tag{A3-4}$$

大的反射系数导致两个问题。第一个问题是大约 20% 的功率被反射而不是传到天线上，这样导致了传输功率下降。（对于接收天线，通过互易定理可知，接收功率会发生同样的情况。）这些功率被直接浪费了，为了达到同样的传输功率，必须增加功放的等级和直流功率。第二个问题是反射功率存留在系统内：如果没有很好地吸收，将会引起二次反射并且影响传输功率（和其他特性）。因为这些影响与反射波的相位相关，它们对于有效传播距离非常敏感，随着电缆长度、温度和其他不可控因素的变化而变化。即使在单一贴片中，这样大的反射信号也是一个问题；用于定向天线的贴片阵，在某些频率上每一个贴片的反射都会增加相位，导致天线性能恶化。我们需要通过匹配天线和传输线的阻抗来减小反射波。

实现这种匹配一个非常简单的办法是使用 $\lambda/4$ 阻抗变换段，就是仅仅在电缆或传输线与天线之间插入一段不同阻抗的具有一定长度的传输线。为了说明它的工作原理，首先假设我们站在插入段的末端看天线的阻抗。建立一个适合于插入段阻抗的史密斯圆图，也就是如果插入段特性阻抗 $Z_0 = 77\Omega$，圆图的中心是 $77\Omega$ 而不是 $50\Omega$（图 A3-4）。如果负载阻抗比 $77\Omega$ 大，反射系数将会位于 $\Gamma=0$ 右侧的实轴上。回忆以前的知识，当沿着传输线移动时，反射系数描绘出一个圆（对于发射源是顺时针，对于负载是逆时针）。$\lambda/4$ 将围绕圆图转半圈，使得 $120\Omega$ 的实负载阻抗 — 如此巧合的 — 转变成了 $50\Omega$ 的实负载。对于 $50\Omega$ 的输入线而言，这将不会产生反射，$\lambda/4$ 波长变换段使贴片得到了匹配。

图 A3-4 所示的结构图清晰地表明通过在电路板上加入一段传输线可以很容易地实现这种匹配，这种方法经常用于贴片天线的匹配。相似的策略可用于用不同直径的短电缆匹配线天线或 Yagi-Uda 结构。

仔细的读者可能注意到图 A3-4 看起来不同于图 5-29（一贴片阵元）。图 5-29 中的贴片阵元被设计用于大约 $120\Omega$ 的特征阻抗线；用于贴片的突兀处仅仅用于移动一点电抗和在实轴上确定负载，这样做优于直接变换实阻抗值。接下来，一个 1/4 波长阻抗变换器被用于该天线的输入端用来和外界 $50\Omega$ 的阻抗匹配。这种设计允许更多的贴片

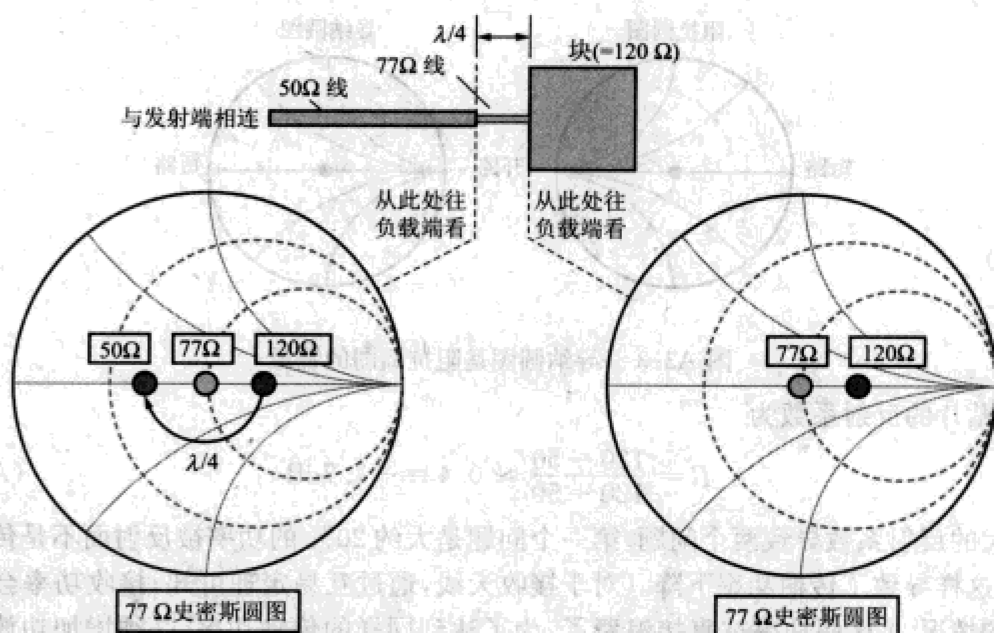



图 A3-4 用 77Ω 的 λ/4 转换段匹配 50Ω 的传输线和 120Ω 的贴片

安装到指定区域，因为高阻抗线比 50Ω 线要细，但是可能或多或少会对贴片产生一些影响。

注意到 1/4 波长阻抗变换匹配器的窄带特性：在不同的频率，该变换器的长度不再精确地等于 1/4 波长，所以变换阻抗点将可能接近实轴或者越过它。一个次要的问题，就是如果原始阻抗并非和被匹配的阻抗相差很远，但因为负载很靠近圆图边缘，很小的频率改变也将导致最终阻抗的很大偏移。匹配变得对频率改变越来越敏感(或对其他误差越来越敏感，例如对线的长度变化)。一个实例如图 A3-5 所示，一个常见于短偶极子结构或其他电小结构天线的低阻抗负载。这里 10% 的频率改变(或线长度改变或者线上的相速度改变)引起了很大的无法接受的反射系数。在实际运用中与具有和 50Ω 相差很远的阻抗的天线或其他负载做匹配是很困难的，因为任何微小变化结果都会使其受到很大影响；这也是为什么大多数通用的天线在和电缆或传输线连接时都不需要匹配装置的原因之一。

当然，还可以设计出很多其他种类的匹配结构；例如，一个具有离散表面电容和电感的印制电路板如果其尺寸足够小(比一个波长还小的多)就可以被用作匹配结构使用。这种结构也可以用史密斯圆图来分析：每个元件沿着具有恒定电阻的圆移动，每一个线长度绕以圆图中心为圆心的圆旋转。这种方式的匹配电路能被设计用于任何负载。很多软件包可以用来实现这一过程的自动化，但是和往常一样我们必须注意计算机中的软件只是你大脑的一个辅助工具而不是替代品。

这里介绍的技术也能用于更一般情况的设备，例如既有输入端口又有输出端口的设备，通过一种特殊定义的散射参数(为大家所熟知的，如 S 参数)来描述其由任何一

个端口的激励信号而引起的各个端口的传输和反射波特性。

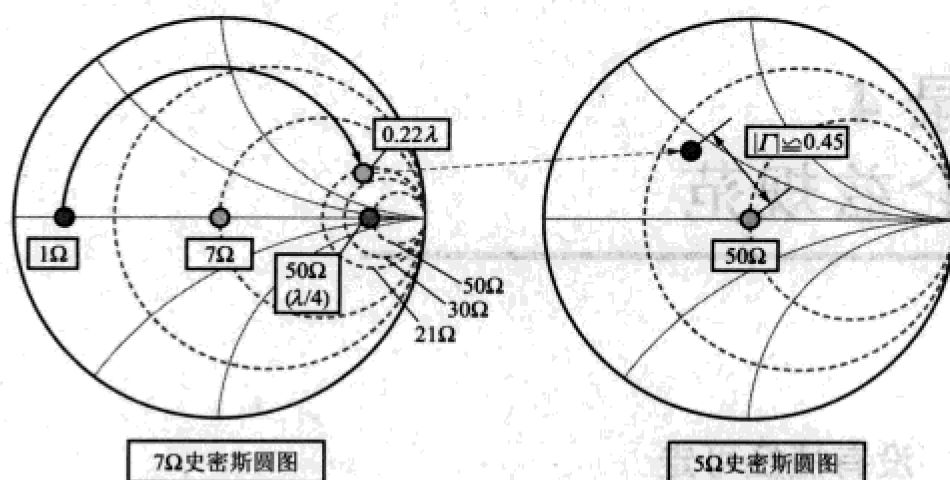



图 A3-5　和具有与 50Ω 相差很远的负载的匹配(史密斯圆图)

## A3.3　补充读物

有太多关于微波工程和设计的书,很难决定推荐哪一本。上文中引用过的约翰逊的《天线手册》,对处理天线匹配问题提出了明确的参考,对初学者会很有帮助。

对于系统和电路设计,有两个最通用的特定用于微波领域的软件包是 Applied Wave Research 公司(网址为 www. appwave. com) 的 Microwave Office(我个人的最爱) 和 Agilent 公司(网址为 www. agilent. com) 设计的 ADS(Ag:lent's Advanced Design System),当然还有很多其他的通用电子设计工具现在也支持射频需求和微波设计。

# 附录 4 洛仑兹规范

## A4.1 没有捷径可走

在第 5 章中我们得到理想偶极子不能沿其轴线直接相连的结论。在这个附录里我们将论证这个结果不只是针对理想偶极子的特殊情况，而且是一个电荷守恒的必然结果。为了简单化推导，我们仅考虑远离空间受限电荷和电流的平面波。我们首先论证关于标量位和矢量位的相互关系的洛仑兹规范。接下来我们会发现在满足洛仑兹规范的前提下，只有矢量位 $\vec{A}$ 可以传播到远处的发射机。

该附录假定读者已经熟悉了典型的矢量符号、高斯定理（散度定理）、链式法则，和其他与电磁学相关的定理法则。如果你还不知道这些相关基础理论，也应该相信并接受这些结论，至少在发现一种更为简单地得出这些结论的方法之前，你必须接受。

## A4.2 洛仑兹规范的推导

回顾一下矢量位的源方程

$$A_z(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi}\int J_z \frac{e^{-ikr}}{r}dv \quad \phi(\vec{r}) = \frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\int \rho \frac{e^{-ikr}}{r}dv \tag{A4-1}$$

为了简化已经假设只有 $z$ 向的电流。（对于其他方向电流情况的论证和 $z$ 向电流情况的方法相同。）我们的证明以这样一个重要的事实开始：*作为产生位的源，其电流和电荷不是独立的*。它们通过电荷守恒定律相关联。电流的任何改变（散度）必然伴随电荷密度的聚集和耗散。设任何量都与 $e^{i\omega t}$ 成比例，我们得到该结论的数学表达式

$$\nabla\cdot\vec{J} = -\frac{\partial\rho}{\partial t} = -i\omega\hat{\rho} \Rightarrow \omega\hat{\rho} = i\frac{\nabla\cdot\vec{J}}{\omega} \tag{A4-2}$$

在这里符号 ∧ 表示的是电荷密度在时间上无关的振幅。

其目的是利用以上电流密度与电荷密度的关系根据矢量位得到一个标量位的表达式。我们通过把表达式中的电流密度替换为电荷密度得到了标量位的方程

$$\hat{\phi}(\vec{r}) = \frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\int \hat{\rho}\,\frac{e^{-ikr}}{r}dv = \frac{\mu_0 c^2}{4\pi}\int i\,\frac{\nabla\cdot\vec{J}}{\omega}\,\frac{e^{-ikr}}{r}dv$$
$$= i\frac{\mu_0 c^2}{4\pi\omega}\int \nabla\cdot\vec{J}\,\frac{e^{-ikr}}{r}dv \qquad (A4\text{-}3)$$

注意这里的电流散度是由源所在的本地电压 $v$ 引起的，但是观测点被假定为远处的某一矢量$\vec{r}$ 点。

关于标量位的新积分变量是矢量位中电流源项的散度的一部分，利用链式法则我们可以得到

$$\nabla\cdot\left(\vec{J}\,\frac{e^{-ikr}}{r}\right) = \frac{e^{-ikr}}{r}\nabla\cdot\vec{J} + \nabla\left(\frac{e^{-ikr}}{r}\right)\cdot\vec{J} \qquad (A4\text{-}4)$$

式(A4-4)右边第二部分看起来好像确定了一个标量位和矢量位之间的关系，我们需要进一步推算出这个关系。我们发现$(1/\vec{r})$的梯度随着$\vec{r}$ 的增加将缩减得相当迅速(近似是平方关系)，所以对于观测点距离远远大于电流源和电荷源间距的情况下，我们可以把$(1/\vec{r})$看作一个常量，从而把它从梯度运算中提取出来。接下来我们要处理的就是一个指数的梯度和源电流密度的乘积。我们给出

$$\nabla\cdot\left(\vec{J}\,\frac{e^{-ikr}}{r}\right) \approx \frac{e^{-ikr}}{r}\nabla_v\cdot\vec{J} + \frac{1}{r}\nabla_v(e^{-ikr})\cdot\vec{J} = \frac{e^{-ikr}}{r}[\nabla_v\cdot\vec{J} + ik\hat{r}\cdot\vec{J}] \qquad (A4\text{-}5)$$

式(A4-5)中第二部分是一个沿着$\vec{r}$ 方向单位矢量的发射。这里需要注意的细小但很重要的一点是指数的梯度被拿进源坐标计算。当我们把$\vec{r}$ 向右移动 $d\vec{r}$，我们把长度$\vec{r}$ 增加了 $d\vec{r}$，那就是说，原点的梯度引入了一个额外的参数 $-1$，它抵消了指数变量求导得到的 $-1$，所以上述表达式中的两部分都是正的。

现在我们在一个与源相比很大的区域进行积分，注意我们可以利用高斯定理把一个变量散度的体积积分变换为该变量在该体积的一个封闭表面上的面积分

$$\int \nabla\cdot\left(\vec{J}\,\frac{e^{-ikr}}{r}\right)dv \approx \int \frac{e^{-ikr}}{r}[\nabla_v\cdot\vec{J} + ik\hat{r}\cdot\vec{J}]dv$$

$\updownarrow$ 高斯定理　　　　(A4-6)

$$= \int\left(\vec{J}\,\frac{e^{-ikr}}{r}\right)\cdot\hat{n}dS$$

因为体积内已无源(但是与据观察点的距离相比要小得多)，则表面$\vec{J} = 0$，面积分这项就没有了。因此，我们得到

$$\int \frac{e^{-ikr}}{r}[\nabla_v\cdot\vec{J} + ik\hat{r}\cdot\vec{J}]dv = 0 \Rightarrow \int \frac{e^{-ikr}}{r}[\nabla_v\cdot\vec{J}]dv = -ik\int \frac{e^{-ikr}}{r}[\hat{r}\cdot\vec{J}]dv \qquad (A4\text{-}7)$$

由式(A4-7)就可以仅用源电流表示标量位

$$\hat{\phi}(\vec{r}) = i\frac{\mu_0 c^2}{4\pi\omega}\int \nabla\cdot\vec{J}\,\frac{e^{-ikr}}{r}dv = i\frac{\mu_0 c^2}{4\pi\omega}\left(-ik\int \frac{e^{-ikr}}{r}[\hat{r}\cdot\vec{J}]dv\right)$$
$$= i\frac{\mu_0 c^2}{4\pi\omega}\left(-ik\hat{r}\cdot\int \frac{e^{-ikr}}{r}[\vec{J}]dv\right) = i\frac{c^2}{\omega}\left(-ik\hat{r}\cdot\frac{\mu_0}{4\pi}\int \frac{e^{-ikr}}{r}[\vec{J}]dv\right)$$
$$= c\,\frac{1}{k}\left(k\hat{r}\cdot\frac{\mu_0}{4\pi}\int \frac{e^{-ikr}}{r}[\vec{J}]dv\right) = c\vec{A}_{long} \qquad (A4\text{-}8)$$

在上两步运用了 $\omega = ck$ 和式(A4-1)。$\vec{A}$ 和$\hat{r}$ 方向单位矢量点乘得到矢量位的纵向分量。矢量位的散度也和这个纵向分量成比例

$$\nabla_r \cdot \vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi r}\int \vec{J} \cdot (-ik\hat{r}e^{-ikr})\mathrm{d}v = -i\frac{\mu_0 k\hat{r}}{4\pi r} \cdot \int \vec{J} e^{-ikr}\mathrm{d}v = -ik\hat{r} \cdot \vec{A}(\vec{r}) = -ikA_{long} \tag{A4-9}$$

因此,可以写成下面的表达式

$$\frac{-i\omega}{c^2}\hat{\phi}(\vec{r}) = (\nabla_r \cdot \vec{A}(\vec{r})) = -\frac{1}{c^2}\frac{\partial}{\partial t}\hat{\phi}(\vec{r}) \tag{A4-10}$$

这是洛仑兹规范更为常规的写法。

## A4.3 位函数之间的耦合

这步事实上我们已经做完了。现在只需要看看当矢量位和标量位之间建立起这样一种新关系时,感应电压将会发生什么变化。

第一步,计算沿平行于$\vec{r}$ 矢量方向的一个小位移的感应电压。如果位移非常小,矢量位的线积分就简化为$\vec{A}$ 和位移的点乘。如果位移沿$\vec{r}$ 方向,点乘的结果恰好是$\vec{A}$ 的纵向分量。标量位贡献的是电压,因为用到了标量位梯度沿位移的线积分(当位移很小时同样可简化为点乘)。把式(A4-9) 中标量位的值代入,得到

$$V = v + \delta\phi = i\omega A_{long}\delta r + \nabla\phi \cdot \delta r = i\omega A_{long}\delta r - ikcA_{long}\delta r = 0 \tag{A4-11}$$

在$\vec{r}$ 的正交方向,标量位必须是常数。[从式(A4-1) 很容易就得到这一点。当远离源电荷时,$\vec{r}$ 正交方向的一个无穷小量位移带来距离上的一个微小的二次影响,因此对积分毫无影响。] 因此,电压仅从矢量位的线积分得到,而且仅仅是切向分量有贡献

$$V = v + \delta\phi = i\omega\vec{A} \cdot \delta\vec{\theta} + 0 = i\omega A_{trans}|\delta\vec{\theta}| \tag{A4-12}$$

因此,可以得到以下结论:对于一个在远场条件下的接收天线(或其他任意结构),对耦合有贡献的只是矢量位的切向分量。

# 附录 5 功率密度

## 功率的重新推导

在第 5 章我们通过启发式的讨论得出了关于位函数的传播能够传送功率密度的一个方程。在本附录里，我们将给出该方程的更完整（或者可能就是完整的）证明。

我们关心的问题是一个平面波位函数携带了多少的功率。换种说法就是一个平面波位函数能将多少功率传送给物体。其中一种方法可以得到答案：想象平面波和一个区域产生碰撞，位函数就将在该区域中感应出电流（图 A5-1）。

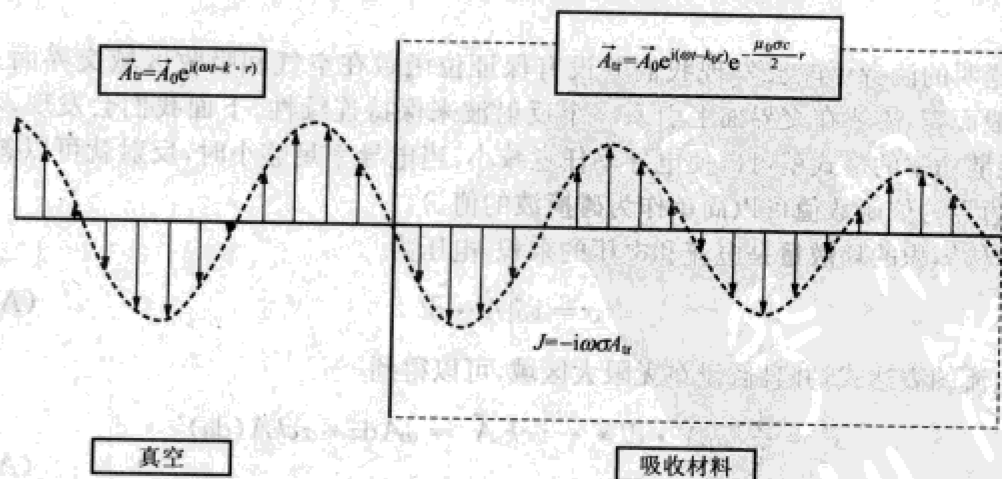



图 A5-1　平面波入射到吸收体

在图 A5-1 中我们预先假定了位函数和电流之间的特定关系以及由此导出的位函数的变化规律。在开始下一步之前，我们先来证明这些假设。需要指出的是，在接下来的证明中仅对入射位函数的切向分量进行处理，因为任何纵向分量不产生感应电压，也不参与耦合（见附录 4）。

为了求出填充吸收材料区域的位函数，我们采用波动方程的微分形式[读者可以插入源方程的积分形式，式(A4-1)或者其等价式(5-1)，并且可以证明它们在真空中满

足微分形式]

$$\frac{d^2A}{dr^2}-\frac{1}{c^2}\frac{d^2A}{dt^2}=-\mu_0 J \quad J=-i\omega\sigma A \tag{A5-1}$$

假设位函数具有指数形式，替换$\vec{A}$ 可以得到

$$-k^2+\frac{\omega^2}{c^2}=i\omega\mu_0\sigma \quad k^2=\frac{\omega^2}{c^2}-i\omega\mu_0\sigma \tag{A5-2}$$

需要清楚的是，一旦采取指数形式的解，就必须允许波矢量$\vec{k}$ 取复数。当电导率很小的时候，可作以下近似

$$k=\sqrt{\frac{\omega^2}{c^2}-i\omega\mu_0\sigma}=\sqrt{\frac{\omega^2}{c^2}\left(1-\frac{i\omega\mu_0\sigma c^2}{\omega^2}\right)}\approx\frac{\omega}{c}\left(1-\frac{i\omega\mu_0\sigma c^2}{2\omega^2}\right)=\frac{\omega}{c}-\frac{i\omega\mu_0\sigma c}{2\omega}=\frac{\omega}{c}-\frac{i\mu_0\sigma c}{2} \tag{A5-3}$$

把$\vec{k}$ 的表达式代入方程并乘以虚部，可得

$$\vec{A}_{tr}=\vec{A}_0 e^{i(\omega t-k_r r)}e^{-\frac{k_i}{2}r} \tag{A5-4}$$

这和在图 A5-1 中假设的一致。从式(A5-4) 可以看出我们为什么把这个物质称为吸收体，位函数的幅度随$\vec{r}$ 的增加而减小。如果我们假设吸收区域可以扩展成任意大，则当距离足够大时，位函数的值几乎可以忽略不计。位函数携带的功率必定已经转化为介质中的电流。因此，通过对吸收体内功率进行积分，我们就可以求出位函数携带的功率。

(聪明的读者可能会发现我们并没有保证位函数在空气和吸收区域交界面上连续。一般而言，需要在交界面上引入一个反射波来保持连续性。下面我们会发现，不需改变耗散功率的形式就可以使电导率任意减小，当电导率足够小时，反射就可以忽略。因此，边界的位函数值可以简单作为碰撞波的值。)

单位体积的耗散量是电流和电压的乘积。电压为

$$v=i\omega\int\vec{A}\cdot d\vec{l} \tag{A5-5}$$

代入电流的表达式，并且假设在无限大区域，可以得到

$$\begin{aligned}P&=\frac{1}{2}i\omega\int\vec{A}\cdot d\vec{l}*-i\sigma ck\vec{A}=\omega A dz*\sigma ckA(da)^2\\&=\frac{1}{2}\omega\sigma ckA^2(d^3r)\end{aligned} \tag{A5-6}$$

其中 $da$ 为垂直于矢量$\vec{r}$ 的面元。让耗散功率沿着$\vec{r}$ 从吸收体边缘(为方便起见，假定$\vec{r}=0$) 到无穷大积分，并且假设单位面元和传播方向正交，我们可以得到单位正交面元上耗散的功率

$$P=\frac{1}{2}\omega\sigma ckA_0{}^2\int_0^\infty e^{-\mu_0\sigma cr}dr=\frac{1}{2}\omega\sigma ckA_0{}^2\frac{1}{\mu_0\sigma c}=\frac{\omega kA_0{}^2}{2\mu_0} \tag{A5-7}$$

这和从启发性讨论中获得的式(5-15) 相同。(我们要再次提醒读者这里仅仅考虑了位函数的切向分量。) 注意到耗散功率与电导率无关。这就意味着我们可以让电导率任意

小而不改变耗散功率的大小。我们知道交界面的反射波是和电导率成正比的(当后者较小的时候),因此反射功率可以变得任意小而不改变耗散功率的形式。因此,当限制电导率很小时,式(A5-7)中的矢量位实际上和碰撞位函数是相同的,从而所有的碰撞功率都耗散在吸收体内。这就证明了功率密度 $P$ 的值和传播位函数 $\vec{A}$ 相关。

单位面积的碰撞功率可用角频率表示

$$P=\frac{\omega^2 A_0{}^2}{2\mu_0 c} \tag{A5-8}$$

这个表达式实际上是单位长度电压的平方 $(\omega A)^2$ 除以自由空间的波阻抗 $\mu_0 c$。

# 附录 6
# 常规的电磁学

## 电磁学解释

本书应用了一种新电磁理论方法学，目前(还)很少被采用。用自由空间的导磁率 $\mu_0$、真空中的光速以及媒质中的折射率 $n$ 来描述该方法。可能读者以往看到的很多资料中采用的是其他术语，定义的是其他名称的基本量，但两者所代表的物理意义是一致的。在本附录中，我们简要介绍如何在转换中借助于常规的物理量。

常规的方法基于电场方程

$$\vec{E} = -\nabla\phi - \frac{\mathrm{d}\vec{A}}{\mathrm{d}t} \tag{A6-1}$$

和磁场方程

$$\vec{B} = \nabla\times\vec{A} \tag{A6-2}$$

这样，一个带有净电量 $q$ 的粒子受到的力为

$$\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v}\times\vec{B}) \tag{A6-3}$$

其中"×"代表矢量叉乘，对一个矢量的梯度的叉乘即为该矢量场的旋度。

在金属或其他导电媒质中，自由电荷在电场的作用下定向移动形成电流，且电流密度和电场满足关系

$$\vec{j} = \sigma\vec{E} \tag{A6-4}$$

其中电导率 $\sigma$ 与式(A5-1)中的定义相同。

当场与电介质($\kappa$)和磁性材料($\mu$)联系在一起时，电位移矢量

$$\vec{D} = \kappa\varepsilon_0\vec{E} \equiv \varepsilon\vec{E} \tag{A6-5}$$

以及磁场强度

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu} \tag{A6-6}$$

用来描述感应电荷和电流。

在大多数情况下可忽略磁性系数，因此 $\mu = \mu_0$：

能量传输密度习惯上用坡印廷矢量来表征，

$$P=\frac{\vec{E}\times\vec{B}}{\mu}=\vec{E}\times\vec{H} \tag{A6-7}$$

自由空间的介电常数用真空中的光速来表示

$$\mu_0\varepsilon_0=\frac{1}{c^2} \tag{A6-8}$$

这样，折射率与相对介电常数的关系为

$$n=\sqrt{k} \tag{A6-9}$$

通过标量位的代入(见附录 4)，电场可以由式(A6-1)得到。但是在距离源很远处，真空中电场和磁场的关系为

$$\vec{E}=\frac{1}{\mathrm{i}\omega\mu_0\varepsilon_0}\nabla\times\vec{B}=-\mathrm{i}\frac{c}{k}\nabla\times\vec{B} \tag{A6-10}$$

对于平面波，在传播方向上，梯度算子引入了一个因子“$-ik$”。在远场区，源的辐射可以看作平面波，因为磁场为梯度算子和矢量位的叉积，这样磁场垂直于传播方向(两个矢量的叉积与这些矢量分别正交)。由式(A6-10)可知，同理，电场垂直于传播矢量。因此，在远场区，电场和磁场均为横向场(相对于传播方向)，且电场和磁场二者正交。二者的幅度关系为$\vec{E}=c\vec{B}$ 或$\vec{E}=\mu_0 c\vec{H}$，可以看作，感应场$\vec{H}$ 等效于电流，$\vec{E}$ 为$\vec{H}$ 乘以自由空间的波阻抗，等效于电压。

# 附录 7
# 文中所用符号表

尽管我努力使全篇所用到的符号前后一致，但没有足够的拉丁字母和希腊字母来对每一个物理量进行名字上的区分。于是出现了不同的领域的量共用相同的符号或一个符号代表多种场量的现象。大多数情况下，根据上下文不难准确判断。为了排除读者的疑惑，给出下表（按字母顺序排列）。

| 符　号 | 含　义 |
|---|---|
| $\vec{A}$ | 电磁场矢量位 |
| $A_{RX}$ | 天线有效接收面积 |
| $\alpha$ | 吸收损耗(Np/m) |
| | 阵列内相邻单元的相位差 |
| $BW$,[BW] | 带宽(Hz) |
| $c$ | 真空中光速 |
| dB | 分贝 |
| dBm | 毫分贝 |
| dBi | 方向性增益的分贝表示(相对一个全向天线) |
| $\delta$,$\Delta$ | 微小的变化量 |
| D | 方向性系数 |
| $E_b$ | 比特能量(J) |
| $e$ | 效率 |
| $\varepsilon$ | 相对介电常数 |
| $\varepsilon_0$ | 自由空间的相对介电常数($F/m$) |
| $f$ | 频率(Hz) |
| $\phi$ | 电磁场标量位 |
| $G$ | 增益 |
| | 折射率梯度(1/m) |
| $g_m$ | 跨导 |
| $h$ | 高度(m) |
| i | 虚部单位，$\sqrt{-1}$ |
| $I$ | 电流(A) |
| $\varphi$ | 方位角(度或 rad) |

（续）

| 符　　号 | 含　　义 |
| --- | --- |
| $\vec{J}$ | 电流密度矢量（A/m²） |
| $k$ | 波数（rad/m） |
| k | 波尔兹曼常数 |
| | 因地球半径曲率而作的校正系数 |
| $\lambda$ | 波长（m） |
| $\mu_0$ | 真空介磁常数（H/m） |
| $N$ | 噪声功率（W 或 dBm） |
| | 微分的折射率 |
| $N_0$ | 噪声功率谱密度（W/Hz） |
| | 一个放大器的输入热噪声 |
| $n$ | 折射率 |
| $P$ | 功率（W 或 dBm） |
| $q$ | 电荷所带电量（C） |
| $Q$ | 总电量（C） |
| $r$ | 源到观察点的距离 |
| $\vec{r}$ | 源到观察点的距离矢量 |
| $R$ | 电阻（Ω） |
| | 源到观察点的平均距离 |
| $\rho$ | 电荷密度（C/m³） |
| | 辐射距离 |
| | 电阻系数（Ω·cm） |
| $S$ | 信号功率（W/dBm） |
| $<S>$ | 平均阴影深度（dB） |
| $\Sigma$ | 求和函数 |
| $\sigma$ | 电导率（S/m） |
| | 瑞利分布宽度参数 |
| $s$ | 步进长度 |
| $\theta$ | 角度（度或 rad） |
| $T$ | 时间周期 |
| | 绝对温度（K） |
| $u_0$ | 被菲涅耳长度归一化后的距离 |
| $V,v$ | 电压（V） |
| $v_{ph}$ | 相速度（m/s） |
| $\omega$ | 角频率（rad/s） |
| $\Omega$ | 欧姆 |
| | 立体角 |
| W | 瓦特 |
| $Z$ | 复阻抗（Ω） |
| $z$ | 衍射距离 |

# RF Engineering for Wireless Networks
## Hardware, Antennas, and Propagation

# 无线网络射频工程 硬件、天线和电波传播

毫无疑问，这是一部近年少见的杰作。

—— Bill Schweber, *EDN*杂志主编

无线工程设计人员的必备图书！作者完成了几乎不可能的任务，以通俗、有趣的文字清晰地阐述了无线网络这一复杂的技术领域。期待作者的更多作品。

—— James Mravca, GTronix公司副总裁

**无线网络设计和工程圣经**

**Amazon全五星盛誉巨著**

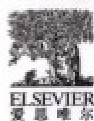
无线网络已经日益成为今天信息社会中无所不在的基础设施，但是，有关无线网络的设计与实现一直缺乏理想的技术资料。

本书由著名通信技术专家Daniel M. Dobkin撰写，凝聚了数十年研发和咨询功力。书中涵盖了无线网络射频工程的方方面面，从必要的数学和电磁场理论知识开始，然后全面讨论了复用、调制类型、带宽链路预算、网络概念、无线系统架构、射频放大器、混频器和变频器、滤波器、单片无线电系统、天线理论和设计、信号传播以及室外和室内环境中无线网络的规划和实现。不仅讨论了UWB和OFDM等最新技术，而且兼顾了各种类型的无线网，包含802.11、802.16、802.20以及蓝牙。

更难能可贵的是，作者善于将复杂枯燥的技术用生动有趣的语言和直观的图表娓娓道来，使读者始终兴趣盎然。而书中来自工程一线的经典实例、大量专家多年积累的宝贵经验与真知灼见，更使本书成为无线工程设计人员必不可少的资料。

**Daniel M. Dobkin** 世界知名的通信技术专家，Enigmatics咨询公司总裁，有30多年通信技术与设备研发和技术顾问经验。先后就读于加州理工学院、斯坦福大学，拥有应用物理博士学位。他经常为北美和亚洲高校和著名公司授课，并在许多顶级业界技术会议上做技术讲座。他是多个美国专利的持有人，除本书外还著有*RF in RFID*一书，也广受好评。

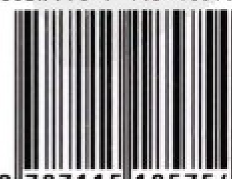
本书译自原版*RF Engineering for Wireless Networks: Hardware, Antennas, and Propagation*，并由Elsevier授权出版。




本书相关信息请访问：图灵网站 http://www.turingbook.com
读者/作者热线：(010) 88593802
反馈/投稿/推荐信箱：contact@turingbook.com

分类建议 电子电气/通信

人民邮电出版社网址 www.ptpress.com.cn




ISBN 978-7-115-18575-4/TN

定价：55.00 元